

**НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ
«КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ ім. Ігоря Сікорського»**

**ФАКУЛЬТЕТ ЕЛЕКТРОНІКИ
КАФЕДРА КОНСТРУЮВАННЯ ЕЛЕКТРОННО-ОБЧИСЛЮВАЛЬНОЇ
АППАРАТУРИ**

«До захисту допущено»

Завідувач кафедри

Лисенко О.М.

(підпис) (ініціали, прізвище)

“ ” 20__ р.

Дипломний проект

на здобуття ступеня бакалавра

зі спеціальності 6.050902 РАДІОЕЛЕКТРОННІ АПАРАТИ
(код та назва напрямку підготовки або спеціальності)

на тему Електронний блок аналізу для металошукача

Виконав: студент IV курсу, групи ДК-51

Цимбал Олександр Володимирович

(прізвище, ім'я, по батькові)

(підпис)

Керівник ст. викл. Губар В.Г.

(посада, вчене звання, науковий ступінь, прізвище та ініціали)

(підпис)

Рецензент _____

(посада, вчене звання, науковий ступінь, прізвище та ініціали) (підпис)

Засвідчую, що у цьому дипломному
проекті немає запозичень з праць інших
авторів без відповідних посилань.

Студент _____
(підпис)

Київ - 2019 року

**Національний технічний університет України
«Київський політехнічний інститут ім. Ігоря Сікорського»**

Факультет електроніки

Кафедра конструювання електронно-обчислювальної апаратури

Освітньо-кваліфікаційний рівень – бакалавр

Спеціальність 6.050902 РАДІОЕЛЕКТРОННІ АПАРАТИ
(код і назва)

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри

_____ Лисенко О.М.
(підпис) (прізвище ініціали)

«__» _____ 20__ р.

ЗАВДАННЯ

на дипломний проект студенту

_____ Цимбалу Олександр Володимировичу
(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема проекту Електронний блок аналізу для металошукача
керівник проекту Губар Вячеслав Григорович, старший викладач
затверджені наказом по університету від 27.05.2019 року №1405с
2. Термін подання студентом проекту 10 червня 2019 року
3. Вихідні дані до проекту Пристрій являє собою моноблочну конструкцію, кліматичне виконання УХЛ 1.1 по ГОСТ 15150-69. Пристрій повинен забезпечувати з'єднання з давачами, що працюють в діапазоні частот 4-16 кГц, передачу на них керуючих сигналів, прийняття інформаційних сигналів, їх обробку та вивід на індикатори. Габаритні розміри – не більше 150x100 мм, маса – не більше 200 г. Час напруцювання на відмову – не менше 20000 годин.

Живлення пристрою – два послідовно ввімкнені літій-іонні акумулятори з номінальною напругою 3,7 Вольт кожен (діапазон напруги живлення 6-8,4 В).

4. Зміст розрахунково-пояснювальної записки:

- аналіз технічного завдання;
- огляд існуючих типів металошукачів, патентний пошук;
- розробка структурної схеми;
- вибір і обґрунтування елементної бази;
- розробка схеми електричної принципової;
- розміщення компонентів на друкованій платі;
- проектування у Altium Designer;
- конструкторсько-технологічні розрахунки друкованої плати;
- електричний розрахунок друкованої плати;
- розрахунок надійності друкованої плати;
- розрахунок віброміцності друкованої плати;
- розрахунок теплового режиму стабілізатора напруги;
- проектування програмного забезпечення;
- висновки.

5. Перелік графічного матеріалу (із зазначенням обов'язкових креслень, плакатів, презентацій тощо):

- схема електрична принципова – А1;
- друкована плата – А1;
- складальне креслення друкованої плати – А1.

6. Дата видачі завдання 16.03.19

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ з/п	Назва етапів виконання Дипломного проекту	Термін виконання етапів проекту	Примітка
1	Аналіз технічного завдання	16.03.19-26.03.19	виконано
2	Вибір елементної бази та друкованої плати	26.03.19-02.04.19	виконано
3	Схемотехнічне проектування	02.04.19-09.04.19	виконано
4	Виконання креслень схеми електричної принципової	09.04.19-23.04.19	виконано
5	Проектування друкованого вузла у Altium Designer	23.04.19-30.04.19	виконано
6	Конструкторсько-технологічні розрахунки	30.04.19-03.05.19	виконано
7	Електричний розрахунок друкованої плати	03.05.19-07.05.19	виконано
8	Розрахунок віброміцності друкованої плати	07.05.19-14.05.19	виконано
9	Розрахунок теплового режиму стабілізатора напруги	14.05.19-21.05.19	Виконано
9	Виконання креслень друкованої плати та складального креслення друкованого вузла	21.05.19-28.05.19	виконано
10	Оформлення пояснювальної записки	28.05.19-12.06.2019	виконано

Студент _____ Цимбал О.В.
(підпис) (прізвище та ініціали)

Керівник проекту _____ Губар В.Г.
(підпис) (прізвище та ініціали)

Анотація

Роботу викладено на 114 сторінках, вона містить 5 розділів, 19 ілюстрацій, 15 таблиць та 49 джерел в переліку посилань.

Метою даної роботи є розробка блоку аналізу для металошукача, що складався б із мінімальної кількості функціональних вузлів, потребував мінімальну кількість налаштувань і міг давати коректну інформацію про наявність і тип металу в незалежності від завад, обумовлених навколишнім середовищем.

У дипломному проекті виконано патентний пошук існуючих типів металошукачів, аналіз їх роботи. Розроблено структурну схему, схему електричну принципову, виконано вибір елементної бази і проведено розрахунки схеми, що підтверджують її працездатність. Виконано проектування друкованого вузла, зроблено конструкторсько-технологічні й електричні розрахунки, що підтверджують його працездатність. Виконано проектування програмного забезпечення для блоку аналізу.

Також виконано розробку комплекту конструкторської документації, необхідну для виготовлення пристрою.

За матеріалами дипломного проекту було здійснено впровадження проектованого пристрою на базі ТОВ «УНІВЕРСИТЕТ СЕДІКОММ».

Була підготована доповідь по темі дипломного проекту на науково-технічну конференцію молодих вчених «Електроніка – 2019», підготовано дві публікації:

- на науково-технічну конференцію молодих вчених «Електроніка-2019»;
- на XVIII Всеукраїнську наукову конференцію молодих учених та студентів «Наукові розробки молоді на сучасному етапі», підсекція «Електротехніка та електроніка».

Ключові слова: металошукач, дискримінація, фазовий детектор, зсув фаз, цифрова обробка сигналів.

Summary

The work is presented in 114 pages, it contains 5 sections, 19 illustrations, 15 tables and 49 sources in the list of references.

The purpose of this work is to develop an analysis unit for a metal detector that consisting of a minimum number of functional blocks, requiring a minimum number of adjustments and could provide correct information about the presence and type of metal.

The patent search of existing types of metal detectors, analysis of their work was performed in the diploma project. The structural scheme, the electrical circuit are developed, the element base selection is made and the calculations of the scheme, which prove its efficiency, are carried out. The design of the printed circuit board has been completed, design-technological and electrical calculations have been made, which prove its efficiency. The software design for the analysis block is executed.

There is also designed a set of design documentation for creating a device prototype.

According to the topic of the diploma project, implementation of the development on the basis of UNIVERSITY SEDIKOMM Ltd. was carried out.

According to the topic of the diploma project was prepared a report at the scientific and technical conference of young scientists "Electronics - 2019", two publications were prepared for:

- scientific and technical conference of young scientists "Electronics-2019";
- XVIII All-Ukrainian scientific conference of young scientists and students "Scientific developments of youth at the present stage", subsection "Electrical engineering and electronics".

Keywords: metal detector, discrimination, phase detector, phase shift, digital signal processing.

Пояснювальна записка до дипломного проекту

на тему: Електронний блок аналізу для металошукача

Київ – 2019 року

ЗМІСТ

Перелік скорочень, умовних позначень, термінів.....	3
Вступ.....	4
РОЗДІЛ 1 АНАЛІЗ ТЕХНІЧНОГО ЗАВДАННЯ ТА ПАТЕНТНИЙ ПОШУК	6
1.1 Аналіз принципу роботи металошукача	6
1.2 Аналіз існуючих типів металошукачів. Патентний пошук.....	11
Висновок до розділу.....	19
РОЗДІЛ 2 СХЕМОТЕХНІЧНЕ ПРОЕКТУВАННЯ	20
2.1 Розробка структурної схеми та принцип роботи модулю.....	20
2.2 Вибір та обґрунтування елементної бази.....	25
2.3 Розробка і розрахунок схеми електричної принципової.....	34
Висновок до розділу.....	54
РОЗДІЛ 3 ПРОЕКТУВАННЯ ДРУКОВАНОГО ВУЗЛА	56
3.1 Вибір типу та матеріалу друкованої плати.....	56
3.2 Вибір класу точності друкованої плати	58
3.3 Вибір методу виготовлення друкованої плати.....	60
3.4 Розміщення компонентів та трасування друкованої плати	61
3.5 Проектування друкованої плати у середовищі Altium Designer	66
Висновок до розділу.....	67
РОЗДІЛ 4 РОЗРАХУНКИ, ЩО ПІДТВЕРДЖУЮТЬ ПРАВИЛЬНІСТЬ КОНСТРУКТОРСЬКОГО РІШЕННЯ	69
4.1 Конструкторсько-технологічний розрахунок елементів ДМ	69

					<i>ДК51.467746.001 ПЗ</i>			
<i>Змн.</i>	<i>Арк.</i>	<i>№ докum.</i>	<i>Підпис</i>	<i>Дата</i>	<i>Електронний блок аналізу для металошукача Пояснювальна записка</i>	<i>Літ.</i>	<i>Арк.</i>	<i>Архівув</i>
<i>Розробив</i>	<i>Цимбал О.В.</i>							
<i>Перевірюв</i>	<i>Гудар В.Г.</i>						1	
<i>Реценз.</i>						<i>КПІ ім. Ігоря Сікорського ФЕЛ, КЕОА, гр. ДК-51</i>		
<i>Н. Контр.</i>								
<i>Затвердив</i>	<i>Гудар В.Г.</i>							

4.2 Електричний розрахунок друкованої плати	75
4.3 Розрахунок надійності друкованого вузла	82
4.4 Розрахунок віброміцності друкованого вузла.....	88
4.5 Розрахунок теплового режиму стабілізатора напруги	94
Висновки до розділу	97
РОЗДІЛ 5 ПРОЕКТУВАННЯ ПРОГРАМНОГО ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ.....	99
5.1 Загальний алгоритм обробки даних	99
5.2 Принцип роботи з аналого-цифровим перетворювачем.....	102
5.3 Принцип роботи з дисплеєм.....	104
Висновки до розділу	106
ВИСНОВКИ	107
СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ	110

Додаток А. Технічне завдання на проектування

Додаток Б. Алгоритм роботи і вихідний код програмного забезпечення

Додаток В. Наукова публікація в XII МІЖНАРОДНІЙ НАУКОВО-ТЕХНІЧНІЙ КОНФЕРЕНЦІЇ МОЛОДИХ ВЧЕНИХ «ЕЛЕКТРОНІКА-2019»

Додаток Г. Участь у XVIII ВСЕУКРАЇНСЬКІЙ НАУКОВІЙ КОНФЕРЕНЦІЇ МОЛОДИХ УЧЕНИХ ТА СТУДЕНТІВ: «Наукові розробки молоді на сучасному етапі»

Додаток Д. Акт про впровадження

Додаток Е. Електронний блок аналізу для металошукача. Перелік елементів

Додаток Ж. Плата. Специфікація

					<i>ДК51.467746.001 ПЗ</i>	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		2

Перелік скорочень, умовних позначень, термінів

ДП – друкована плата

ДМ – друкований монтаж

ДВ – друкований вузол

КЕ – конструктивні елементи

КМ – контактний майданчик

КС – координатна сітка

МК – мікроконтролер

ПМ – посадкове місце

ПЗ – програмне забезпечення

ОП – операційний підсилювач

ТЗ – технічне завдання

САПР – система автоматизованого проектування.

УГП – умовно-графічне позначення

ШИМ, PWM – широтно-імпульсна модуляція

АЦП, ADC – аналогово-цифровий перетворювач

ФВЧ – фільтр високих частот

ФНЧ – фільтр низьких частот

					<i>ДК51.467746.001 ПЗ</i>	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		3

Вступ

Металошукач (металодетектор) – електронний пристрій, що дозволяє визначати наявність металевого предмету в полі його дії за рахунок провідності матеріалу. Пристрій може визначати наявність металу в будь-якому середовищі (грунт, вода, дерево, організм людини і т.д.). Завдяки таким властивостям, металошукачі знайшли своє застосування у археології, військовій справі, на пунктах пропуску і в любительських цілях.

У сучасному світі доводиться стикатися із великою кількістю різних металів, тому постає проблема вирішення одного типу металу від всіх інших. Така функція металошукачів називається дискримінація. Дискримінація металошукача (metal detector discrimination – англ.) – функція, що дозволяє розпізнавати помічені об'єкти по типу металу та класифікувати їх [1].

Сучасні високоточні металошукачі містять в собі велику кількість функціональних блоків, складні в налаштуванні й використанні, чутливі до завад, обумовлених навколишнім середовищем.

Метою даної роботи є розробка блоку аналізу для металошукача, що складався б із мінімальної кількості функціональних вузлів, потребував мінімальну кількість налаштувань і міг давати коректну інформацію про наявність і тип металу в незалежності від завад, обумовлених навколишнім середовищем.

Для вирішення даного завдання було розглянуто існуючі методи й підходи до побудови даних пристроїв. Можна стверджувати, що в наш час немає певного універсального пристрою, що мав би необхідний для звичайного користувача функціонал, був стійким до завад навколишнього середовища. Тому є актуальною проблема побудови власного пристрою з використанням базових підходів побудови апаратури даного типу, що відповідав би заявленим в технічному завданні вимогам. В ході виконання дипломного проекту планується вирішити задачі по вибору дієвого методу детектування металів, виконати схемотехнічне проектування, виконати конструкторсько-технологічні розрахунки схеми і

друкованого вузлу, розробити алгоритм роботи програмної частини і вихідний код для металошукача.

В дипломному проекті запропоновано архітектуру для блоку аналізу металошукача, що має можливість зчитувати отримані дані, проводити їх обробку і відображати результат вимірів. Розроблено систему, що здатна детектувати й розрізняти метали, і є простою в реалізації, налаштуванні й використанні.

У роботі розглядаються існуючі методи для детектування й розрізнення металів, їх принципи, недоліки і переваги. Також виконується проектування схеми електричної принципової, вибір елементів для пристрою, вибір типу, матеріалу і класу точності друкованого вузла. Проводяться розрахунки, що підтверджують правильність схемотехнічних рішень при проектуванні схеми електричної принципової, розрахунки що підтверджують правильність конструкторських рішень при проектуванні друкованого вузла. У дипломному проекті також розглядається проектування програмного забезпечення для мікроконтролера, принцип роботи алгоритму зчитування і обробки даних.

Пристрій призначений для функціонування з давачами з діапазоном робочих частот 4-16 кГц. Повинен здійснювати передачу на них керуючих сигналів, прийняття інформаційних сигналів, їх обробку та вивід на індикатори, забезпечувати розпізнавання металів за типом. Розробка націлена на використання у якості портативного приладу для пошуку чорних і кольорових металів, що знаходяться в ґрунті, у польових умовах.

					<i>ДК51.467746.001 ПЗ</i>	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		5

РОЗДІЛ 1 АНАЛІЗ ТЕХНІЧНОГО ЗАВДАННЯ ТА ПАТЕНТНИЙ ПОШУК

Металошукач (металодетектор) – електронний пристрій, що дозволяє визначати наявність металевих предметів у полі його дії за рахунок провідності матеріалу. Пристрій може визначати наявність металу в будь-якому середовищі (грунт, вода, дерево, організм людини і т.д.). Завдяки таким властивостям, металошукачі знайшли своє застосування у археології, військовій справі, на пунктах пропуску і в любительських цілях.

Металошукач повинен вирішувати задачу селективного виявлення певних металевих або металовмісних об'єктів пошуку на тлі різних завад навколишнього середовища (наявність металовмісних мінералів у ґрунті, у користувача металошукача, радіохвиль і т.д.). Селективне виявлення - здатність встановити факт наявності об'єкта пошуку на тлі завад і не давати помилкових сигналів за відсутності об'єктів пошуку. Селективне виявлення може здійснюватися тільки при наявності у об'єктів пошуку характерних ознак. Під цими ознаками розуміються будь-які постійні їх властивості, які виявляються металошукачем.

За допомогою даної функції можна налаштовувати пошук на конкретний тип металу, або ж на пошук всіх металів, які вдасться виявити.

1.1 Аналіз принципу роботи металошукача

Металошукачі можуть виявляти об'єкт пошуку за рахунок магнітного поля, яке генерують самі, або ж за рахунок аналізу зміни магнітного поля Землі. Перші вимірюють залишкове магнітне поле по зміні властивостей магнітного контуру. Другий тип металошукачів не випромінює ніякої енергії, а фіксує лише зміни природного магнітного поля. Такі пристрої зазвичай називаються магнітометрами. Вони є дуже чутливими і використовуються для виявлення великих залізовмісних об'єктів і можуть бути ефективними на глибині до

					ДК51.467746.001 ПЗ	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		6

декількох метрів. Але такі пристрої ніяк не реагують на незалізовмісні об'єкти [2].
Надалі увага буде зосереджена на електромагнітних індукційних пристроях.

Такі металошукачі працюють за принципом передачі магнітного поля і аналізу зворотного сигналу від металевої цілі і середовища. Вони зазвичай складаються із передавача, через який протікає змінний в часі електричний струм $I_{prim}(r)$. Передавач генерує магнітне поле $B_{prim}(r, t)$, що змінюється в часі і поширюється в напрямку металевого об'єкту і в інші напрямки. Змінне магнітне поле, що передається, призводить до виникнення електричних струмів $J_{eddy}(r, t)$ в металевих мішенях. Ці електричні струми мають природу вихрових струмів, які, у свою чергу, генерують вторинне магнітне поле $B_{sec}(r, t)$. Це магнітне поле відрізняється від переданого. Саме воно детектується приймачем, перетворюється в напругу або струм $S_{sec}(r, t)$ і далі обробляється необхідними блоками. Всі величини залежать від відстані до об'єкта r . Весь процес умовно записаний формулою, а також схематично відображений на рисунку 1.1:

$$I_{prim}(t) \rightarrow B_{prim}(r, t) \rightarrow J_{eddy}(r, t) \rightarrow B_{sec}(r, t) \rightarrow S_{sec}(r, t) \quad (1.1)$$

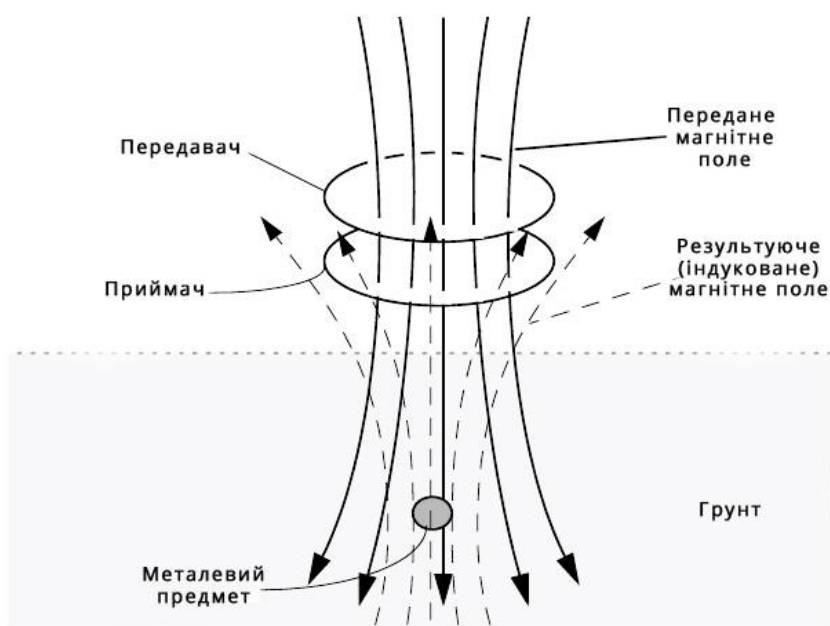


Рисунок 1.1 - Схематичне зображення переданого/результуючого магнітного поля

Результуюче магнітне поле змінне в часі і залежить від ряду факторів: відстань до об'єкта і його орієнтація у просторі, властивості об'єкта (його розмір, форма, провідність, магнітна проникність), наявність фонового сигналу (від ґрунту, інших джерел електромагнітного випромінювання) [3].

Результуюче поле обумовлене вихровими струмами [4], які індукуються переданим полем у провідних об'єктах ($J_{eddy}(r, t)$ у (1.1)). Метали з низькою провідністю, такі як деякі сплави сталі і нержавіюча сталь, в цілому більш важко виявити, тоді як реакція детектора збільшується для феромагнітних об'єктів через високе значення їх відносної магнітної проникності μ_r . Вихрові струми обумовлені змінними у часі магнітними полями і в основному визначаються законом індукції (Закон Фарадея [5]). Вони циркулюють переважно на поверхні металевого об'єкта («скін-ефект» [6]). Як правило, великі об'єкти будуть генерувати більше вихрових струмів, але вдвічі товщий об'єкт не буде знайдений вдвічі глибше, бо поле дуже швидко затухає з відстанню. Густина вихрових струмів також зростає в об'єктах з більш високою провідністю. Скін-ефект вказує на те, що електромагнітне поле затухає в провідному середовищі пропорційно $e^{-\frac{r}{\delta}}$, де r - відстань від поверхні, а δ - характерна глибина проникнення, товщина скін-шару [6]. Вихрові струми генерують магнітні поля, протилежні переданому (Закон Ленца [7]). Товщина скін-шару δ залежить від частоти f , від магнітної проникності μ і провідності σ матеріалу наступним чином:

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi f \mu \sigma}} \quad (1.2)$$

Наприклад, у випадку міді $\sigma = 1/\rho = 5.8 \cdot 10^7$ См/м, $\mu = \mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м = $1.26 \cdot 10^{-6}$ Гн/м. Це призводить до глибини проникнення в матеріал на частотах $f_1 = 2$ кГц і $f_2 = 20$ кГц, відповідно 1,5 і 0,47 мм. Такі значення частоти вибрані для розрахунку виходячи із міркувань робочої частоти пристрою, що проектується. Інші значення наведені в таблиці 1.1. Але з аналізу таблиці можна побачити, що для більшості металів глибина скін-шару становить близько 1 мм, при частоті 10

					ДК51.467746.001 ПЗ	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		8

кГц. У таблиці 1.1 наведено значення показників провідності і магнітної проникності для найбільш поширених провідників. Провідність наведена в См/м ($\sigma = 1/\rho$, де ρ - питомий опір в Ом · м), магнітна проникність в одиницях $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м. Дані взято із довідника [8].

Таблиця 1.1 - Провідність, магнітна проникність і товщина скін-шару для деяких провідників при температурі 20°C.

Матеріал	Провідність δ , (10^7 См/м)	Магнітна проникність (в одиницях μ_0)	Товщина скін- шару на частоті f_1 δ , мм	Товщина скін-шару на частоті f_2 δ , мм
Мідь	5,8	1	1,5	0,47
Алюміній	3,54	1	1,9	0,60
Латунь	1,5	1	2,9	0,92
Залізо (звичайне)	0,63	150	0,37	0,12

Вихрові струми циркулюють переважно на поверхні металевого об'єкту, тому металошукачі в основному є детекторами площі поверхні, яка «дивиться» на площину самого детектора. Це можна пояснити, припустивши, що детектуюча поверхня має площу S , що розташована під кутом α по відношенню до змінного в часі магнітного поля величини B . На кінцях детектуючої поверхні (якщо взяти до уваги те, що зазвичай це котушка індуктивності) буде виникати напруга V , яка згідно із законом Фарадея [5] буде пропорційна зміні магнітного потоку Φ , що проходить через котушку під кутом α :

$$V = -\frac{\partial \Phi}{\partial t}, \text{ де } \Phi = \int_S B_{sec} dS \quad (1.3)$$

Це графічно зображено на рисунку 1.2. На практиці, навіть для $\alpha = 90^\circ$ (вертикальний об'єкт) може бути відповідь шляхом сканування по об'єкту,

оскільки саме поле не обов'язково є вертикальним по відношенню до розташування об'єкта.

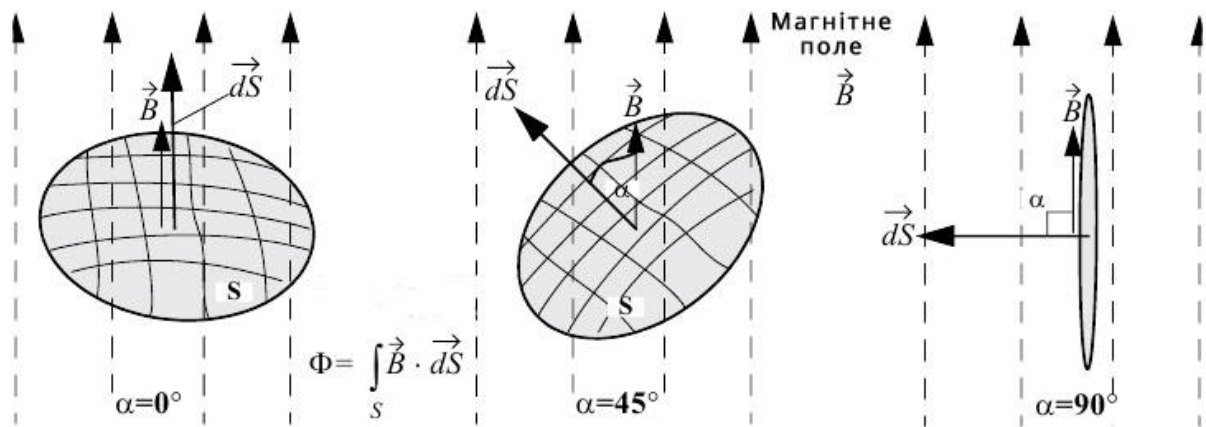


Рисунок 1.2 - Вплив на детектування орієнтації об'єкта у просторі

Зміна магнітного поля в залежності від відстані

Для прикладу візьмемо котушку індуктивності радіусом R , через яку протікає струм I і яка має N витків. Тоді передане поле B_{prim} матиме наступну залежність від відстані d від котушки [9]:

$$B_{prim}(d) = \frac{N\mu_0 I}{2} \frac{R^2}{(R^2 + d^2)^{\frac{3}{2}}}, \quad (1.4)$$

де: N – кількість витків котушки;

μ_0 – магнітна стала ($\frac{\Gamma_H}{M}$);

I – сила струму, що протікає в котушці (А);

R – радіус котушки (м);

d – відстань від площини котушки до заданої точки (м).

Маємо, для трьох різних випадків, коли: 1) $d = 0$; 2) $d = 2R$; 3) $d \gg R$:

$$1) B_{prim}(0) = \frac{N\mu_0 I}{2R}; 2) B_{prim}(2R) \approx \frac{1}{11} B_{prim}(0); 3) B_{prim}(d) \approx \frac{\mu_0 N I \pi R^2}{2\pi d^3}; \quad (1.5)$$

Таким чином, поле зменшується з кубом відстані d від котушки при відстані від котушки набагато більше ніж її радіус. Фактична поведінка дальніх полів, насправді, не залежить від точної форми котушки, а лише від її дипольного моменту $M = NI\pi R^2$. Зауважимо також, що передане магнітне поле, що генерується на поверхні ($d = 0$) котушкою із заданим струмом I і має фіксовану кількість витків N (тобто $NI = \text{постійна}$), зменшується при збільшенні радіусу котушки (1.5), але зменшується менш швидко із збільшенням відстані, як показано на рисунку 1.4. Також, із (1.3) менші приймальні котушки детектують відповідно меншу частку результуючого поля B_{sec} . Тому можна зробити висновок, що менші котушки забезпечують кращу чутливість (в ближньому полі) і просторову роздільну здатність, але не дозволяють детектувати об'єкти глибоко.

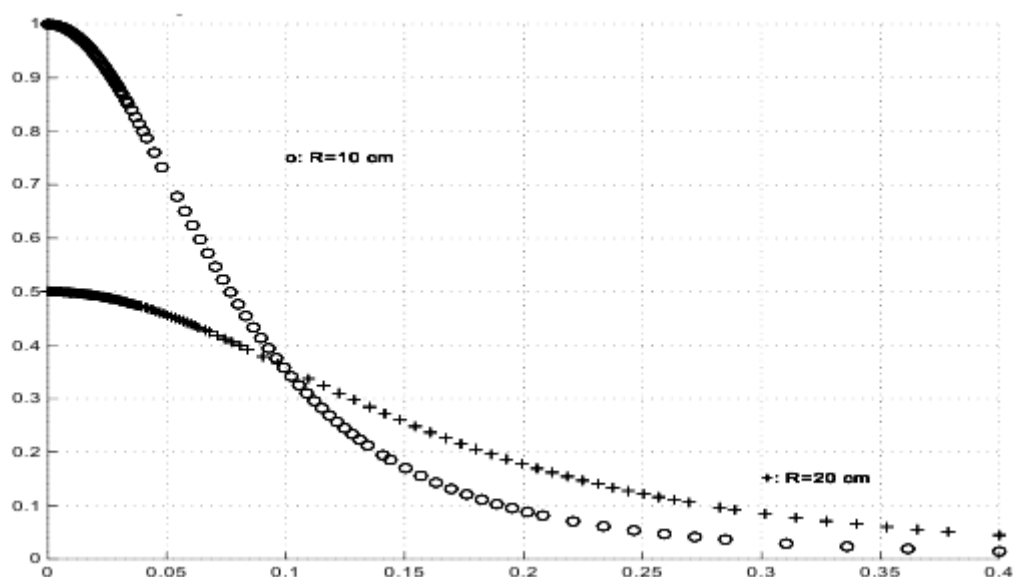


Рисунок 1.3 - Залежність магнітного поля від відстані (в м) для котушок різних розмірів (константа $N \cdot I$; поле нормоване на поле найменшої котушки при $d=0$)

1.2 Аналіз існуючих типів металошукачів. Патентний пошук

Всі металошукачі можна умовно поділити на дві великі підгрупи: металошукачі, що отримують результат в часовій області; металошукачі що отримують результат в частотній області.

Металошукачі, що отримують результат в часовій області.

Було проаналізовано патент US005576624A «Pulse induction time domain metal detector» [10]. Автор Bruce H. Candy, рік видання 1996. В цьому патенті описано принцип побудови даного типу металошукача. Принцип роботи наступний: передаються короткі імпульсні сигнали через котушку. Вихрові струми індукуються в провідних об'єктах, що знаходяться в полі дії; результуюче магнітне поле матиме експоненціальний характер затухання; аналізуючи час цього затухання, можна визначити наявність металевих предметів або його відсутність.

Час затухання вихрового струму залежить від провідності, магнітної проникності і розміру об'єкту [11].

Перевагою даного типу металошукачів є відсутність високих вимог до конструкції котушок і відносна незалежність від малих переміщень. Ще однією перевагою є можливість довільного розташування приймальної і передавальної котушок, так як пряме проникнення випромінюваного сигналу в приймальню котушку і дія на неї зворотного сигналу рознесені в часі. В принципі, одна котушка може виконувати роль як приймальної, так і передавальної, проте в даному випадку набагато складніше буде розв'язувати високовольтні вихідні ланцюга генератора імпульсів струму і чутливі вхідні кола. Слід зазначити, що схемотехніка імпульсних металодетекторів простіша, що позитивно позначається на вартості таких пристроїв.

До принципового недоліку імпульсних металодетекторів слід віднести складність реалізації на практиці дискримінації об'єктів за типом металу, високі технічні вимоги до апаратури генерації і комутації імпульсів струму і напруги великої амплітуди, і погана завадостійкість. Тому даний тип металошукачів був відкинутий, через складність реалізації дискримінації об'єктів по типу металу, що є однією із основних вимог до проектуючого пристрою.

Металошукачі, що отримують результат в частотній області.

Даний тип металошукачів використовує той ефект, що металевий предмет,

					<i>ДК51.467746.001 ПЗ</i>	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		12

поміщений в гармонійне магнітне поле, сам стає джерелом змінного магнітного поля, що змінюється з тією ж частотою. Характерними ознаками об'єкта пошуку є особливості його амплітудно-частотних (АЧХ) і фазочастотних (ФЧХ) характеристик. Тобто електрофізичні властивості матеріалу об'єкта пошуку, а також геометричні розміри призводять до того, що амплітуда і фазовий зсув сигналу, що генерується об'єктом пошуку, будуть мати виразні відмінності в залежності від матеріалу об'єкта. Також у даному типі металошукачів можна легко зменшувати вплив електромагнітних завад, небажаний сигнал від ґрунту, а також реагувати/не реагувати на певний тип металів.

Найбільш поширеними підходами реалізації металошукачів, що отримують результат в частотній області, є металошукачі основані на «биттях» (BFO – beat frequency oscillator - англ.) і металошукачі основані на балансі індукції між приймачем і передавачем.

Перший тип металошукачів BFO має принцип роботи, що полягає в реєстрації різниці частот від двох генераторів, один з яких є стабільним по частоті, а інший містить датчик - котушку індуктивності в своєму частото задаючому ланцюзі. Прилад настроюється таким чином, щоб під час відсутності металу поблизу датчика частоти двох генераторів збігалися або були дуже близькі за значенням. Наявність металу поблизу датчика призводить до зміни його параметрів і, як наслідок, до зміни частоти відповідного генератора. Ця зміна дуже мало, однак зміна різниці частот двох генераторів вже істотна і може бути легко зареєстрована [12].

Було проаналізовано патент US3467855 «Object Detector and Method for Distinguishing Between Objects Detected Including a Pair of Radio Oscillators» [13]. Автор Edwin Rance, рік видання 1969.

До переваг даного типу металошукачів можна віднести можливість реалізації лише з одною котушкою. Більш явних переваг в порівнянні з іншими типами немає. Саме тому такі металошукачі сьогодні майже не виробляються і не використовуються.

					ДК51.467746.001 ПЗ	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		13

До недоліків можна віднести нестабільність роботи (пов'язана із можливістю зміни частоти генерації при зміні температури чи вологості повітря, що викликає появу хибних сигналів), складність реалізації дискримінації об'єктів, неможливість працювати з різними типами датчиків (тобто схема користувачем вручну налаштовується на конкретний датчик). Тому даний тип металошукачів в подальшому також не розглядатиметься.

Другий тип металошукачів, що працюють в частотній області, є засновані на принципі балансу індукції між передавачем і приймачем (ІВ – induction balance).

Більшість металошукачів цього типу використовують окремі схеми передачі/прийому і працюють у низькочастотному діапазоні, як правило, між кількома кГц і кількома десятками кГц. Для даного типу детекторів котушки часто розташовуються так, щоб мати якомога меншу взаємну індуктивність, коли немає об'єкта пошуку в області дії, щоб виокремити різницю між ситуацією коли предмет є і коли немає. Таким чином, положення котушок є дуже важливим. Але виходячи із технічного завдання, блок аналізу металошукача проектується під датчики, що виробляються промисловістю, тому дане обмеження не є важливим у виборі типу металошукача.

Отриманий із приймача сигнал можна представити графічно (Рисунок 1.6) і описати формулою:

$$V_{sec}(t) = A_{sec} \sin(\omega t + \varphi), \quad (1.6)$$

де: $V_{sec}(t)$ – вхідний сигнал;

$A_{sec}(t)$ – амплітуда сигналу у визначений момент часу t ;

ω – кутова швидкість вхідного сигналу в $\frac{\text{рад}}{\text{с}}$;

t – момент часу; φ – зсув фази між переданим і отриманим сигналом.

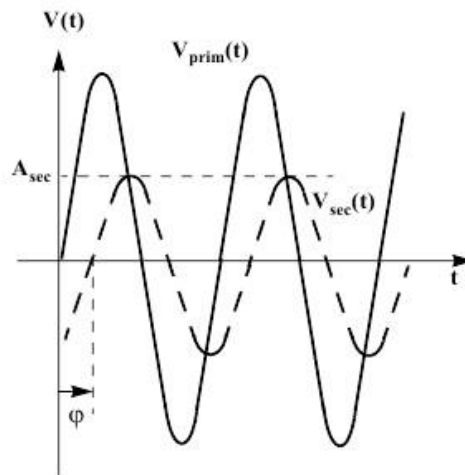


Рисунок 1.4 - Переданий V_{prim} та отриманий V_{sec} сигнали як функція від часу
(A_{sec} – амплітуда отриманого сигналу, φ – зсув фаз)

Оскільки будь-який метал має властивості резистивності і властивості індуктивності, то отриманий сигнал від металу можна розкласти на дві складові [14]:

- квадратурна складова V_X – має ту ж саму форму сигналу, що й сигнал передачі, але в міру індуктивності цілі, отриманий сигнал зміщений в часі відносно переданого сигналу (різниця фаз).
- синфазна складова V_R – також має ту ж саму форму сигналу, що й переданий сигнал, але в міру резистивності цілі змінюється амплітуда отриманого сигналу.

В результаті отриманий сигнал можна записати:

$$V_{\text{sec}}(t) = A_{\text{sec}} \sin(\omega t + \varphi) = V_R \sin(\omega t) + V_X \cos(\omega t), \quad (1.7)$$

де $V_R = A_{\text{sec}} \cos(\varphi)$;

$V_X = A_{\text{sec}} \sin(\varphi)$.

Прийнятий сигнал V_{sec} можна зобразити як комплексне число:

$$V_{\text{sec}} = V_R + jV_X \quad (1.8)$$

Це можна графічно відобразити в полярній системі координат (Рисунок 1.7).

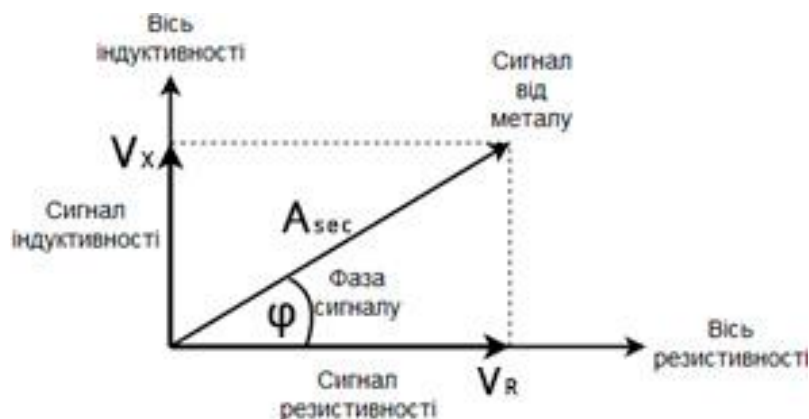


Рисунок 1.5 - Представлення отриманого сигналу в полярній системі координат

Фазу сигналу, що розкладений на активну (R) і реактивну складові (X) знаходимо за формулою:

$$\varphi = \arctg\left(\frac{X}{R}\right), \quad (1.9)$$

де φ - фаза отриманого сигналу по відношенню до відправленого в $\frac{\text{рад}}{\text{с}}$.

Для того, щоб отримати фазу в градусах, скористаємося співвідношенням (1.10):

$$\varphi(\text{deg}) = \varphi * \frac{180}{\pi}; \quad (1.10)$$

Амплітуду отримуємо із формули (1.11):

$$A = \sqrt{X^2 + R^2}; \quad (1.11)$$

де: A – амплітуда у Вольтах.

Перевагами даного типу металошукачів є висока завадостійкість, обумовлена можливістю ефективної фільтрації в діапазонах частот, відмінних від робочих; можливість дискримінації об'єктів по типу металу залежності від зсуву

фази між прийнятим і переданим сигналом; можливість нейтралізувати вплив ґрунту і підвищити чутливість до невеликих об'єктів. Недолік - необхідність особливої конструкції котушок. При цьому в основному такий тип металошукачів зараз використовується для вироблення серійних металошукачів. Тому, враховуючи переваги цього типу металошукачів, вибрано саме його для подальшого проектування.

Було проаналізовано два приклади реалізації металошукача на основі балансу індукції.

Металошукач «Terminator-3» [15] реалізований повністю на дискретних компонентах. З принципом роботи можна ознайомитись за посиланням. Даний металошукач має функцію дискримінації металів, можливість зменшення впливу ґрунту й інших джерел електромагнітних завад. Серед недоліків можна виділити наступні:

- складність схемотехнічної реалізації, велика кількість компонентів, що зменшує надійність і ремонтпридатність даного пристрою;
- налаштування на ґрунт й інші джерела електромагнітних завад здійснюється користувачем вручну;
- робота металошукача налаштовується на кожну котушку окремо.

Варто зауважити, що елементна база даного пристрою вже застаріла, а також основні підходи до реалізації необхідних функцій в наш час не актуальні.

В результаті подальшого пошуку було проаналізовано патент US4709213 «Metal Detector Having Digital Signal Processing» [16]. Автор Robert J.Podhrasky, рік видання 1997. В даному патенті пропонується використовувати засоби цифрової обробки сигналів для проведення обрахунків, фільтрації, що дає підвищення швидкодії такого пристрою.

Дослідивши цей патент, було розглянуто його основну ідею, яку можна використати при проектуванні власного блоку аналізу.

Перевагами є:

					<i>ДК51.467746.001 ПЗ</i>	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		17

- сучасність та актуальність методів керування (налаштування на ґрунт, інші джерела електромагнітного випромінювання);
- можливість застосування мікроконтролера (МК) для виконання обрахунків, що підвищує швидкодію пристрою в цілому;
- за рахунок зменшення кількості компонентів, підвищення надійності;
- спрощений та автоматизований метод налаштування.

Але при всьому цьому даний пристрій має наступні недоліки, які пропонується усунути пристроєм, який розробляється в дипломному проекті:

- розглянутий пристрій має окремий АЦП (аналого-цифровий перетворювач). У пристрої, що проектується, буде використано вбудований в МК АЦП, за рахунок чого можна спростити і здешевити конструкцію пристрою, підвищити надійність, збільшити точність отриманого результату;
- розглянутий пристрій може бути налаштований лише на одну котушку. У пристрої, що проектується, передбачається можливість ручного або автоматичного налаштування на передавальну та приймальну котушки із можливістю зберегти налаштування у EEPROM (енерго-незалежній пам'яті), щоб після вимкнення живлення не проводити налаштування знову.
- у пристрої, що проектується, передбачається додати різні режими роботи (із дискримінацією чи без неї, різні способи індикації отриманого результату).

Дослідивши різні варіанти запатентованих та запропонованих пристроїв, було вирішено, використовуючи ідею викладену в патенті [16], створити власний пристрій, який має свою структуру, будову та реалізацію.

Висновок до розділу

У розділі розглянуто базові принципи роботи металошукачів, фізичне підґрунтя їх роботи, проаналізовано фактори, що впливають на процес детектування. Проаналізовано принцип роботи металошукачів, що отримують результат в часовій області і тих, що отримують в частотній області. Обрано металошукачі, що працюють в частотній області через більш простий механізм реалізації дискримінації об'єктів по типу металу. Проаналізовано за принципом роботи різні типи металошукачів, серед тих, що працюють в частотній області. Обрано металошукачі, що працюють на основі балансу індукції (ІВ – металошукачі).

В результаті аналізу готових рішень зроблено висновок, що вони мають недоліки такі, як складна схемотехніка, можливість працювати лише з одним типом приймальної й передавальної котушки. Тому прийнято рішення в ході проектування власного блоку аналізу розробити конструкцію, яка б мала можливість налаштування на конкретний тип котушки із можливістю запам'ятовування цих налаштувань в енерго-незалежній пам'яті, при цьому розширити функціональні можливості блоку, в порівнянні з аналогами – покращити схему підлаштування під ґрунт й інші джерела електромагнітного випромінювання, додати різні режими індикації отриманих результатів. При цьому використовувати прості схемотехнічні рішення, основні функції виконувати за допомогою мікроконтролера. Це дасть можливість знизити собівартість пристрою і підвищити його надійність.

					ДК51.467746.001 ПЗ	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		19

РОЗДІЛ 2 СХЕМОТЕХНІЧНЕ ПРОЕКТУВАННЯ

2.1 Розробка структурної схеми та принцип роботи модулю

З інформації, наведеної у розділі 1.2 обрано метод визначення зсуву фаз з використанням АЦП і обрахуванням ортогональних складових сигналу R і X. Формули для обрахунку [17]:

$$R = \sum_{n=0}^{N-1} A_i[n] * \cos(2 * \pi * f_R * t[n]); \quad (2.1)$$

$$X = \sum_{n=0}^{N-1} A_i[n] * \sin(2 * \pi * f_R * t[n]); \quad (2.2)$$

де: $A_i[n]$ – вибірка вхідного сигналу;

f_R – частота сигналу, що передається(завідомо відома);

$t[n]$ – дискретний відлік часу, що відповідає вибірці вхідного сигналу.

В результаті отримуємо R, як дійсну частину комплексного числа, а X – уявну частину. Можна відобразити це в полярній системі координат (рисунок 1.7).

Вимірювання проводяться за допомогою АЦП. Для зменшення похибки вимірювань необхідно дискретизувати дані із великою частотою і квантувати з великою розрядністю. Виходячи з того, що для пошуку металу і його класифікації необхідно генератор сигналу, що передається, а також пристрій для виведення отриманих значень, доцільно використовувати мікроконтролер, який би містив у собі всі необхідні блоки (АЦП, генератор сигналів, блок обчислення, блок індикації). Для реалізації дослідного зразка необхідно мікроконтролер, який би містив в собі АЦП, необхідну кількість таймерів, володів великими обчислювальними можливостями.

Структурна схема блоку аналізу для металошукача наведена на рисунку 2.1.

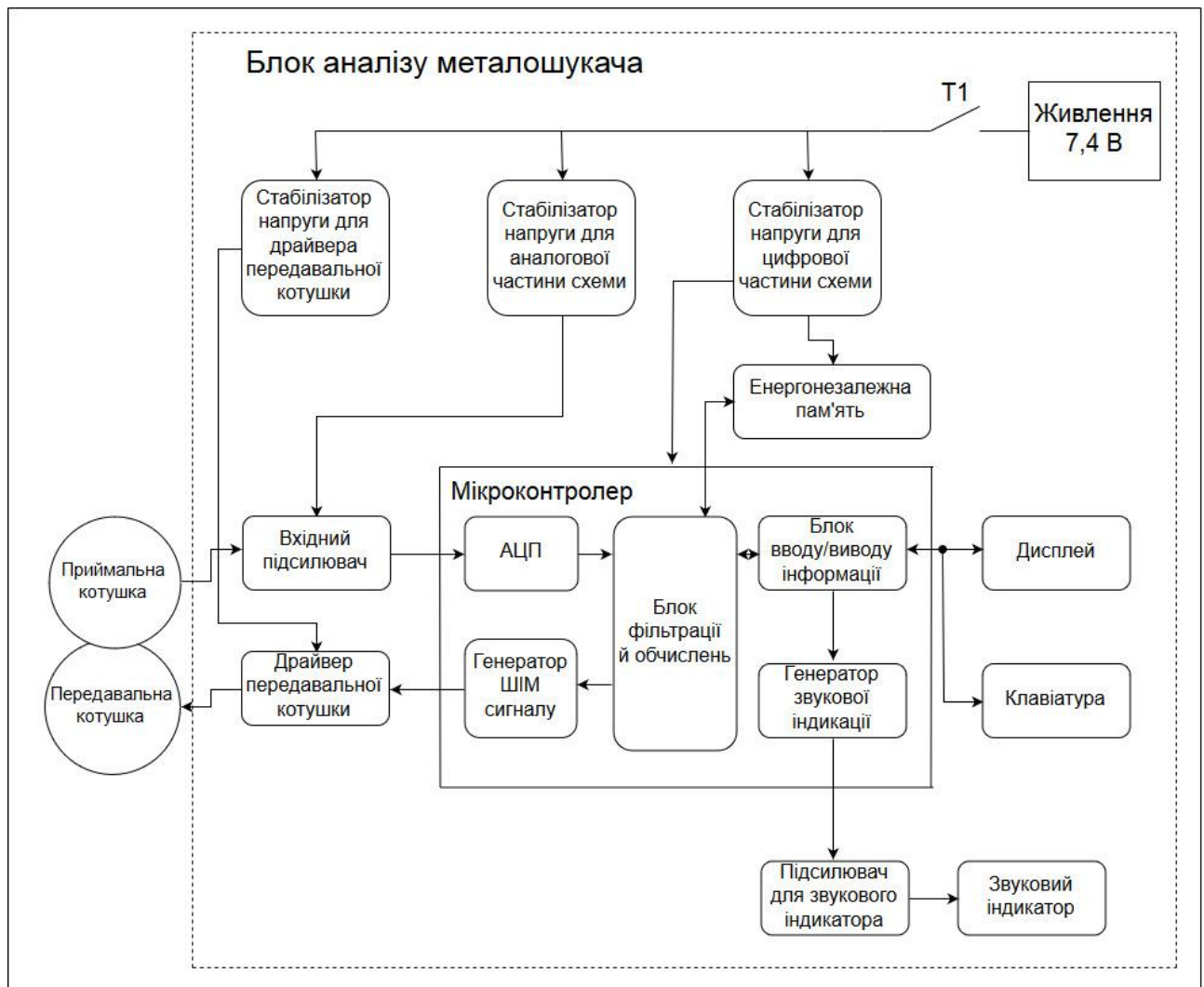


Рисунок 2.1 - Структурна схема блоку аналізу для металошукача

Блок аналізу складається з:

- мікроконтролера, в якому реалізовано генератор ШІМ-сигналу, використовується АЦП для зчитування даних, реалізовано блок фільтрації й обчислень, введення й виведення інформації, генератор звукової індикації;
- вхідного підсилювача;
- драйвера передавальної котушки;
- енергонезалежної пам'яті;
- підсилювача для звукового індикатора;
- дисплею для виведення інформації;
- звукового індикатора;

- стабілізаторів напруги для цифрової, аналогової частин схеми і драйвера для передавальної котушки;

- вимикач T1.

Генератор ШІМ-сигналу. Реалізований за допомогою вбудованого в мікроконтролер таймера. На виході отримуємо широтно-імпульсно модульований (ШІМ) сигнал, коефіцієнт заповнення якого можна змінювати. Доцільність такого рішення обумовлена тим, що основна інформація сигналу (тобто частота несучої, амплітуда) буде міститися на першій гармоніці ШІМ сигналу. Частота першої гармоніки буде рівна частоті несучої. Похибка, що з'являється в результаті більш високочастотних гармонік, нехтовно мала в порівнянні із завадами, які генеруються навколишнім середовищем.

Драйвер передавальної котушки. Необхідний для того, щоб передавати в котушку струм, необхідний для створення відносно сильного електромагнітного поля. Також даний драйвер виконує роль буфера для порту мікроконтролера, щоб не навантажувати його.

Вхідний підсилювач. Реалізований з використанням операційного підсилювача з частото залежним негативним зворотнім зв'язком, що розраховується для частоти сигналу, що передається. Такий підсилювач одночасно є смуговим фільтром, що дозволяє на початковій стадії не пропустити високочастотні завади у наступні блоки обробки.

АЦП. Використовується для зняття дискретних відліків сигналу, які в подальшому будуть відфільтровані й використані для обрахування фази й амплітуди отриманого сигналу. Кожен дискретний відлік зчитуються дані, які відправляються в блок фільтрації й обчислень.

Блок фільтрації й обчислень. Виконує необхідні розрахунки для знаходження фази й амплітуди сигналу (за формулами 1.9-1.11). Містить в собі на вході цифровий смуговий фільтр для відокремлення постійної складової із сигналу і зменшення високочастотних шумів у самому сигналі. Також в даному блоці враховуються калібрування і початкові налаштування для отримання

					<i>ДК51.467746.001 ПЗ</i>	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		22

коректних результатів.

Блок введення/виведення інформації. Виконує функції комунікації пристрою з користувачем, а також візуалізації отриманих даних.

Генератор звукової індикації. Необхідний для того, щоб крім візуального представлення результатів, виконувати звукову індикацію в залежності від отриманого значення зсуву фаз.

Дисплей. Є пристроєм візуалізації результатів. Відображає отримане значення різниці фаз між відправленим і отриманим сигналом, інформацію про струм в передавальній котушці і напругу живлення.

Звуковий індикатор. Реалізує функцію звукової індикації отриманих результатів і потребує підсилювача сигналу. Підсилювач необхідний для того, щоб зменшити навантаження на порт мікроконтролера, а також для підсилення рівня сигналу.

Клавіатура. Необхідна для здійснення налаштування, калібрування, керування пристроєм.

Енергонезалежна пам'ять. Необхідна для збереження налаштувань і в подальшому їх швидкого використання без повторного налаштування пристрою.

Для кожної із частин схеми – аналогової, цифрової, драйвера передавальної котушки необхідно окремий стабілізатор живлення. Таке рішення обумовлене тим, що необхідні різні рівні напруг для кожної із частин, а також для того, щоб гальванічно розв'язати ланцюги живлення. Це дає зменшення наведення завад від одного блоку до іншого.

Вибірку сигналів доцільно проводити 4 рази на період сигналу, що зчитується, оскільки це зменшує затрати на обчислення операцій множення, обрахунку синуса і косинуса в дискретний відлік часу. Таким чином відліку будуть збігатися з кутами 0, 90, 180, 270 градусів, тому значення \sin/\cos будуть 0, 1 і -1. Це дозволяє операцію множення замінити додаванням або відніманням, а також половину відліків виключити, оскільки вони множитимуться на нуль.

Синхронізація роботи АЦП відбувається сигналом, що передається, тобто

					<i>ДК51.467746.001 ПЗ</i>	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		23

фаза отриманого сигналу буде відкладатися від початку координат, відносно 0° .

В металошукачах потрібно враховувати той факт, що у ґрунті, в якому відсутній метал (ціль пошуку), присутні мінерали, що містять різні окисли металів. Ґрунт без металевого об'єкту в ньому буде давати вхідний сигнал вже зсунутий на певну фазу відносно сигналу, що передається, а також матиме певну амплітуду. Тому перед використанням металошукача із даним методом отримання результатів, необхідно спочатку провести його калібрування, коли в ґрунті немає металу. Зчитані дані необхідно запам'ятати і при кожному новому обчисленні віднімати амплітуду і фазу отримані від калібрування «по ґрунту». Таким чином отримаємо полярну систему координат, повернуту на величину зсуву фази, що генерується ґрунтом, яка зображена на рисунку 2.2:

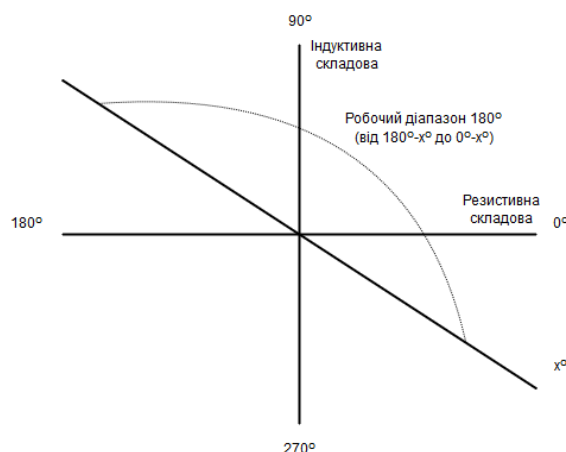


Рисунок 2.2 - Полярна система зсунута відносно початку координат на χ градусів внаслідок калібрування по ґрунту

Також потрібно провести калібрування «по фериту». Це необхідно, тому що експериментально встановлено - метали, що містять залізо даватимуть зсув фази вхідного сигналу по відношенню до вихідного сигналу від -90 до 0 градусів. А метали, що близькі до ідеальних провідників (срібло, золото) даватимуть зсув фаз від 0 до 90 градусів. Це пов'язано з тим, що залізовмісні елементи мають більшу індуктивність, як результат сигнал буде мати негативний зсув фаз. Для інших металів індуктивна складова менша резистивної складової, а отже результуючий

зсув буде позитивним. Для того щоб зсув фаз отриманого сигналу і переданого відкласти від 0 градусів, необхідно провести калібрування по фериту. Від фериту отримуємо найбільш негативний зсув фаз близький до -90 градусів, оскільки цей матеріал не має провідних властивостей, а містить лише індуктивну складову. Приймаємо зсув фаз, який отримуємо від фериту, поміщеного в поле передавальної й приймальної котушки, за умовний нуль. Як результат маємо, що залізовмісні метали даватимуть відносний зсув фаз від 0 до 90 градусів, а не залізовмісні – від 90 до 180 градусів.

2.2 Вибір та обґрунтування елементної бази

Вибір елементної бази для пристрою, що проектується, здійснюється із наступних міркувань:

- забезпечити необхідні електричні параметри із заданою точністю;
- коректна робота в заданих кліматичних умовах;
- орієнтація на масо-габаритні показники пристрою;
- надійність пристрою і заданий термін працездатності.

Вибір елементної бази проводиться на основі схеми електричної принципової з урахуванням викладених у ТЗ умов і вимог. Схема містить пасивні компоненти, цифрові й аналогові мікросхеми, мікроконтролер.

Вибір мікроконтролера. Проводиться аналізуючи кількість флеш-пам'яті, оперативної пам'яті, швидкості виконання обчислень, наявності DSP-обчислювача і АЦП, наявності необхідних інтерфейсів, а також вартості й енергоспоживання. Для розгляду були вибрані найбільш популярні сімейства мікроконтролерів, представлених на ринку: ARM, AVR, PIC, 8051. Їх загальна порівняльна характеристика наведена в таблиці 2.1 [18, 19]. Як видно із порівняння, функціонал мікроконтролерів схожий. Але мікроконтролери із сімейства ARM мають переваги над іншими. По-перше, це висока тактова частота, яка дозволить виконувати операції швидше.

					ДК51.467746.001 ПЗ	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		25

По-друге, більшість команд виконуються за один такт. Також важливою характеристикою є наявність DSP-обчислювача, за допомогою якого можна виконувати арифметичні операції швидко й із заданою точністю. Також мікроконтролери даного сімейства мають низьке енергоспоживання й відносно низьку вартість.

Таблиця 2.1 - Порівняльна характеристика сімейств мікроконтролерів

Характеристика	Сімейство мікроконтролерів			
	8051	AVR	PIC	ARM
Розрядність системи	8 біт	8/32 біти	8/16/32 біти	32/64 біти
Система команд	CISC	RISC	RISC	RISC
Пам'ять	ROM, SRAM, FLASH	FLASH, SRAM	EEPROM, SRAM, FLASH	EEPROM, FLASH, SDRAM
Тактова частота	3,5-12 МГц	1-20 МГц	1-20 МГц	1-168 МГц
Тактів на інструкцію	12	1	4	1
Інтерфейси	UART, SPI, I2C	UART, SPI, I2C, CAN, USB	UART, SPI, I2S, LIN, CAN, Ethernet, PIC	UART, I2C, I2S, SPI, CAN, LIN, Ethernet, USB, SAI, IrDA
DSP-обчислювач	-	-	-	+
АЦП	-	+	+	+
Енергоспоживання	Середнє	Низьке	Низьке	Низьке
Вартість	Низька	Середня	Середня	Низька

Серед мікроконтролерів сімейств ARM було обрано мікроконтролер STM32F407VGT [20] від фірми STMicroelectronics.

Даний мікроконтролер має тактову частоту 168 МГц, підтримує DSP-команди і має модуль для розрахунків з плаваючою комою. Наявна вбудована flash –пам'ять розміром 1 Мбайт, що достатньо для використання в даному пристрої для збереження програмного забезпечення і даних. Також в даного мікроконтролера наявності три незалежних АЦП, по 16 каналів кожен, два апаратних ЦАП, 17 таймерів, DMA. Підтримує інтерфейси SPI, UART та I²C. Отже, даний

мікроконтролер повністю задовольняє умовам ТЗ, а також підходить по функціональним можливостям для даного пристрою.

Вибір мікросхем. Для вибору серії мікросхем з найкращими параметрами, використано метод вибору дискретних елементів або їх серій за таблицею приведених параметрів. Ідея методу полягає у підборі необхідних параметрів для кожної серії ІМС, та наданні їм коефіцієнтів важливості параметру b_j . Після цього складається матриця параметрів X , причому в залежності від того, в якому стопчику буде найбільшим коефіцієнт важливості, числа в ньому будуть відповідати стопчику з параметрами, решта стовпців будуть заповнені числами, оберненими до відповідних параметрів. Далі складається матриця нормованих параметрів A , де кожний її елемент.

Для прикладу буде розглянуто вибір необхідної ІС операційного підсилювача DA2 з переліку елементів з 4 різних серій (NE5532 [21], AD8606 [22], MCP6022 [23], OPA2365 [24]). Як аналогічні за своїм функціоналом розглядалися операційні підсилювачі, що можуть працювати від низької напруги живлення, а також щоб одному корпусі було два канали підсилювачів.

Головними критеріями, по яким виконувався вибір мікросхеми є:

- струм споживання спокою (меншому значенню відповідає кращий показник) – I_q ;
- полоса пропускання (більшому значенню відповідає кращий показник) – BW ;
- T_{min} , T_{max} - максимально допустимі температури (більшому значенню по модулю відповідає кращий показник);
- коефіцієнт підсилення A_v ;
- діапазон вихідних напруг (при напрузі живлення 5 В) – V_{sw} ;
- вартість в умовних одиницях.

Складаючи таблицю параметрів (Таблиця 2.2), необхідно враховувати коефіцієнти важливості окремого критерію (параметра). У даному випадку найважливішим параметром є струм споживання, оскільки пристрій буде

					ДК51.467746.001 ПЗ	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		27

живитися від батареї живлення, тому ваговий коефіцієнт найбільший. Наступним за важливістю параметром є полоса пропускання ІМС, оскільки пристрій буде функціонувати на частоті в декілька десятків кілогерц, тому щоб забезпечити підсилення без спотворення сигналу, необхідно щоб полоса пропускання операційного підсилювача була в декілька разів більшою, ніж частота на якій він працює. Важливим параметром є діапазон вихідних напруг, також щоб забезпечити підсилення без спотворення сигналу в усьому діапазоні. Параметри діапазону робочих температур є менш важливими, але необхідні для забезпечення нормальної роботи пристрою в заданому в ТЗ кліматичному виконанні. Для вибору мікросхеми будемо також враховувати вартість. Параметрам присвоюємо вагові коефіцієнти так, щоб сума всіх вагових коефіцієнтів була рівна 1.

Таблиця 2.2. Матриця параметрів ІС.

Серія ІС	Параметри						
	$I_q, \text{мА}$	BW, МГц	$V_{sw}, \text{В}$	$A_v, \text{дБ}$	$T_{min}, ^\circ\text{C}$	$T_{max}, ^\circ\text{C}$	Вартість, у.о.
NE5532	10	10	3	100	-65	+140	0,33
AD8606	1,4	10	4,940	120	-40	+125	1,53
MCP6022	1	10	4,975	110	-65	+150	1,01
OPA2365	4,6	50	4,970	100	-40	+125	1,21
Ваговий коеф b_j	0,3	0,2	0,2	0,1	0,05	0,05	0,1

Складаємо матрицю параметрів $|X|$ (Таблиця 2.3) згідно таблиці 2.2:

Таблиця 2.3 - Матриця параметрів X

$X=$	-						-
	10	10	3	100	-65	+140	0,33
	1,4	10	4,940	120	-40	+125	1,53
	1	10	4,975	110	-65	+150	1,01
	4,6	50	4,970	100	-40	+125	1,21

Параметри, які більшому значенню не відповідає найкраща якість матриці |X|, позначені «-».

Аналізуємо параметри (стовпчики) матриці та приведемо їх до такого вигляду, щоб більшому значенню параметра відповідала найкраща якість ІС. Параметри, що не задовольняють цій умові, перераховуються за формулою:

$$Y_{ij} = \frac{1}{x_{ij}}, \quad (2.3)$$

де: $i = \overline{1, n}$ – кількість вибраних ІС;

$j = \overline{1, m}$ – кількість параметрів ІС.

Тоді матриця приведених параметрів |Y| приймає вигляд (Таблиця 2.4):

Таблиця 2.4 - Матриця приведених параметрів Y

Y=	0,1	10	3	100	-65	+140	3,03
	0,71	10	4,940	120	-40	+125	0,65
	1	10	4,975	110	-65	+150	0,99
	0,22	50	4,970	100	-40	+125	0,83

Далі матрицю |Y| приведемо до матриці |A| - нормованих параметрів. Нормування параметрів виконуємо за наступною формулою:

$$a_{ij} = \frac{\overbrace{\max_j y_{ij}}^j - y_{ij}}{\overbrace{\max_j y_{ij}}^j}, \quad (2.4)$$

де: $\overbrace{\max_j y_{ij}}^j$ – максимальний елемент у стовпчику;

y_{ij} – поточне значення елемента у стовпчику |Y|.

Таблиця 2.5 - Матриця нормованих параметрів A

A=	0,9	0,8	0,397	0,17	0	0,07	0
	0,29	0,8	0,007	0	0,39	0,17	0,79
	0	0,8	0	0,08	0	0	0,67
	0,78	0	0,001	0,17	0,39	0,17	0,73

Для узагальненого аналізу системи параметрів вводимо оцінюючу функцію.

$$Q_i = \sum_{j=1}^m a_j b_j, \quad (2.5)$$

де: b_j – ваговий коефіцієнт.

$$\sum_{j=1}^m b_j = 1 \quad (2.6)$$

Значення оціночної функції для вибраних ІС наведені в Таблиці 2.6.

Таблиця 2.6 - Значення оціночних функцій для ІС

Серія ІС	Q
NE5532	0,530
AD8606	0,355
MCP6022	0,235
OPA2365	0,352

Визначивши Q_i для кожної з порівнюваних серій ІС, виберемо ту серію, яка найбільш задовольняє вимогам, що пред'являються до ЕОА. Меншому значенню Q відповідає краща серія ІС.

З аналізу значення Q робимо висновок, що оптимальною по розглянутим є мікросхема MCP6022. Дана мікросхема повністю задовольняє вимогам ТЗ, адже виробляється в корпусах для поверхневого монтажу, випускається фірмою Microchip, а отже має хорошу надійність, задовольняє вимогам по робочим температурам а також полоси пропускання, є порівняно з іншими не дорогою, програє по полосі пропускання OPA2365, але оскільки полоса пропускання MCP6022 10 МГц, цього достатньо для нормальної роботи підсилювача в схемі.

Підсилювач DA6 вибираємо аналогічним способом. Вибрана мікросхема MC34119 [25]. Даний підсилювач має диференційний вихід, що при низьковольтному живленні дає великий розмах амплітуди сигналу на виході, має низький струм споживання спокою рівний 2,7 мА, що також підходить для роботи

від акумуляторів. Має коефіцієнт підсилення рівний 80 дБ, а також максимальну вихідну потужність близько 500 мВт. Задовольняє вимогам по роботі в температурному діапазоні і є порівняно недорогою мікросхемою.

Мікросхема DA1 IRF7105 [26] – це збірка комплементарних п-канального і н-канального КМОП транзисторів. Дана мікросхема вибрана із міркувань того, що повинна забезпечувати прямий струм більше 100 мА (для даної мікросхеми максимальний прямий струм 2 А). Виробник Infineon Technologies, а отже має хорошу надійність, задовольняє вимогам по робочим температурам, є порівняно з іншими не дорогою.

Мікросхеми DA3-DA5 це стабілізатори напруги. Вибрані із серії LD1117 [27]. Оскільки дана серія має низьке падіння напруги рівне 0,1 В (англ. dropout voltage). А враховуючи те, що джерелом живлення буде акумулятор, то стабілізаторами буде визначатися напруга розряду, при якій пристрій буде переставати працювати. Також стабілізатори даної серії можуть розсіювати потужність до 12 Вт, і забезпечувати струм на виході до 800 мА, що достатньо для даного пристрою.

З цифрових мікросхем DD1- енергонезалежна пам'ять (англ. - EEPROM) вибираємо серії CAT24C08 фірми ON Semiconductor тому що в порівнянні з аналогами має низьку ціну і малий струм споживання. Також підтримує інтерфейс I2C і забезпечує більше 1000000 циклів запису-стирання.

Вибір резисторів. При виборі типу резистора враховуємо наступні параметри: номінальний опір, нормований допуск, розсіювана потужність, робоча температура, тип резистора, максимальна робоча напруга, спосіб монтажу.

Виходячи з вимог викладених в ТЗ і схеми електричної принципової, вибрали потрібний тип резисторів. Будемо використовувати резистори SMD типорозміру 0805 з допуском 1% фірми Yageo. У пристрої використання високоточних резисторів доцільно через те, що після монтажу схема повинна працювати в режимі, а для цього необхідно точне співпадання номіналів, тому допуск $\pm 1\%$ необхідний. Потужність 0,25 Вт. Робоча температура

					<i>ДК51.467746.001 ПЗ</i>	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		31

-55 ° С ... + 155°C з великим допуском покриває температурний режим роботи резисторів в пристрої. Максимально робоча напруга 5 В, є більш, ніж достатнім для коректної роботи резисторів. А також резистори даної фірми є всіх необхідних у схемі номіналів. Резистор потужністю 0,5 Вт вибираємо фірми Susumu, типорозміру 1206 з допуском 1%, оскільки в попереднього виробника немає резисторів на потужність 0,5 Вт.

Вибір конденсаторів. При виборі конденсатора для конкретного пристрою враховуємо наступні параметри: необхідне значення ємності конденсатора, робоча напруга конденсатора, необхідна точність, тип конденсатора, робоча температура, спосіб монтажу.

Аналізуючи дані параметри, вибрали конденсатор, який буде задовольняти всі вимоги викладеним в ТЗ і схемі електричній принциповій. Вибираємо керамічні конденсатори 0805 50В Х7R 5% фірми КЕМЕТ. Конденсатор має точність $\pm 5\%$, така велика точність необхідна для правильної роботи схеми, адже конденсатори використовуються в ланцюгах зворотнього зв'язку в схемі і задають коефіцієнти підсилення і робочі частоти схеми, тому відповідність номіналів важлива. Робоча напруга 50 В вибираємо із запасом. Діапазон робочих температур: від -55 ° С до +125 °С. SMD компонент. Даний конденсатор широко поширений, характеризується високою стабільністю ємності, широким діапазоном робочих температур, невисокою вартістю.

Електролітичні конденсатори вибираємо для поверхневого монтажу фірми Nichicon Radial, Can - SMD з точністю $\pm 20\%$ (така точність задовольняє адже електролітичні конденсатори використовуються в ланцюгах фільтрування напруги живлення і їх відповідність номіналу не така важлива), розраховані на робочу напругу 16 В, оскільки в схему максимально може надходити 7,4 В, тому такої напруги вистачить. Діапазон робочих температур: від -40 ° С до +105 °С, що покриває діапазон допустимих для пристрою температур.

Вибір діодів. В якості VD1-VD2 вибираємо діоди MURS230T3G виробника ON Semiconductor. Дані діоди виконують роль захисних від зворотнього струму і

					ДК51.467746.001 ПЗ	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		32

напруги. Тож вибір здійснювався з-поміж швидкодіючих випрямних діодів із високою пробивною напругою, а також можливістю пропускати струм до 1 А.

В якості VD3-VD6 вибрані діоди 1N4148 для поверхневого монтажу. Дані діоди широко розповсюджені, відрізняються високою надійністю і мають низьку вартість.

В якості VD8 вибрано діод Шоттки SS14 фірми ON Semiconductor. Оскільки даний діод стоїть в ланцюзі живлення для захисту від неправильного підключення джерела живлення, отже він повинен забезпечувати низьке пряме падіння напруги, і пропускати струм не менше 1 А. Даний діод задовольняє всім вимогам, має високу надійність і порівняно невисоку вартість.

В якості стабілітронів VD7, VD9 вибрані BZX384C5V1 виробника Vishay Semiconductor Diodes Division. Напруга стабілізації 5,1 В. Необхідні для захисту від викидів напруги на лініях. Дані стабілітрони відповідають вимогам щодо діапазону робочих температур, поширені і коштують недорого.

Вибір транзисторів. Вибираємо транзистори BC846BLT3G фірми ON Semiconductor, оскільки дані транзистори здатні проводити необхідний струм і мають низьку вартість в порівнянні з аналогами.

Вибір дисплею. Вибираємо дисплей LCM-S01602DTR фірми Lumex Opto, оскільки він задовольняє габаритам, кількості інформації що може відобразити, підходить по напрузі живлення, має можливість регулювання яскравості і в порівнянні з аналогами має низьку собівартість.

Вибір кварцового резонатора. Вибираємо кварцовий резонатор HC49U з частотою 8 МГц фірми Geyer. Вибираємо саме цей, тому що він призначений для поверхневого монтажу і має невеликі габарити. Діапазон робочих температур - 20...+70 °С, що покриває діапазон необхідних температур.

Вибір потенціометра. Вибираємо потенціометр ST-4EB потужністю 0.25 Вт і точністю $\pm 20\%$, що призначений для SMD монтажу, оскільки така точністю є допустимою бо резистор використовуватиметься для підлаштування характеристик схеми і має невеликі габарити.

					<i>ДК51.467746.001 ПЗ</i>	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		33

Вибір перемикачів. Вибираємо перемикачі TL3301DF160QG фірми E-Switch. Дана модель призначена для поверхневого монтажу, розрахована на 0,05 А 12 В, що задовольняє вимоги ТЗ, має важіль висотою 13мм оскільки це необхідно для зручності керування коли плата буде змонтована в корпус. Має діапазон робочих температур -30...85°C що покриває задані в ТЗ. Має два положення (без фіксації) і розрахована на 100000 циклів оскільки дані кнопки є кнопками керування і будуть натискатися багаторазово.

Також в якості вмикача живлення вибрана кнопка G3B15AB-S-YS виробника NKK Switches. Дана кнопка має два положення (з фіксацією), розрахована на струм до 0,4 А і напругу до 28 В, що повністю задовольняє вимоги ТЗ. Має ресурс в 50000 циклів натискання, що є важливо, бо дана кнопка є органом керування і буде натискатися при кожному ввімкненні/вимкненні пристрою.

Перелік елементів до схеми наведений в додатках (ДК51.467746.001ПЕЗ).

2.3 Розробка і розрахунок схеми електричної принципової

Схема електрична принципова є видом електричної схеми пристрою, що дає повне уявлення про склад і принцип його роботи. На схемі електричній принциповій зображуються всі складові частини, зв'язки між ними, та елементи, якими закінчуються вхідні та вихідні ланки електричних кіл. Для даної схеми необхідно передбачити наступні складові:

- елементи фільтрації і стабілізації напруги живлення;
- елементи скидання мікроконтролера в початковий стан;
- елементи фільтрації на виводах живлення мікросхем;
- елементи, що задають режими роботи підсилювачів, драйвера, інших складових схеми, що потребують певних робочих точок для коректної роботи.

Створення схеми електричної принципової ДК51.467746.001 ЕЗ, що наведена в додатку, доцільно розпочати з прийняття рішень щодо стабілізації і

					ДК51.467746.001 ПЗ	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		34

фільтрування напруги живлення. У схемі потрібно забезпечити три незалежних лінії живлення:

- для аналогової частини схеми – 3.3 В;
- для цифрової частини схеми – 3.3 В;
- для драйвера передавальної котушки – 5 В.

Таке рішення прийнято з міркувань зменшення завад, які наводяться від різних частин схеми. Вхідна напруга, що прикладається до схеми, рівна 7.4 В і отримується з двох послідовно з'єднаних літій-іонних акумуляторів з номінальною напругою 3.7 В кожен.

В якості стабілізаторів напруги вибрано мікросхеми серії LD1117. Для DA3, DA4 вибрано LD1117S33 з вихідною напругою стабілізації 3.3 В, а для DA5 вибрано LD1117S50 з вихідною напругою стабілізації 5 В. Дані стабілізатори мають максимальний струм навантаження до 800 мА, максимальну розсіювану потужність до 12 Вт [27].

Крім стабілізатора в блок стабілізації необхідно включити згладжувальні конденсатори. Для всіх мікросхем даного типу ємність вхідних конденсаторів має бути не меншою ніж 0,1 мкФ для керамічних конденсаторів C36, C37, C40, та не меншою за 100 мкФ для алюмінієвих електролітичних оксидних конденсаторів (C39). Для керамічних конденсаторів C27-C29 ємність має бути не менше 10 мкФ згідно документації на мікросхеми [27].

Щоб підтвердити правильність вибору значень ємності проведемо розрахунки, враховуючи що дані конденсатори виконують роль фільтруючих.

Припустимо, що через кожну із мікросхем стабілізації протікає максимально можливий струм в схемі I_{\max} , розрахований в розділі 4 і рівний 195,4 мА. Для керамічних конденсаторів C36, C37, C40 припустимо, що частота пульсацій f_{\max} буде рівною 1 МГц (оскільки частота роботи схеми порядку декількох десятків кілогерц, візьмемо значення частоти пульсацій із певним запасом). Так як джерелом живлення є акумулятор, що дає стабільну напругу на виході, то приймемо амплітуду пульсацій $U_{\text{п}}$ рівною 4-5 % від напруги живлення (300 мВ).

					ДК51.467746.001 ПЗ	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		35

Розрахуємо значення ємності фільтруючого конденсатора [28]:

$$C = \frac{I_{max}}{2 * \pi * f_{max} * U_{\pi}} = \frac{195,4}{2 * \pi * 1 * 10^6 * 0,3} \approx 103 \text{ (нФ)} \quad (2.7)$$

Візьмемо найближче значення ємності 100 нФ. Отже, розрахунки підтверджують правильність вибору ємності для керамічних конденсаторів C36, C37, C40.

Для розрахунку ємності електролітичного конденсатора C39 будемо враховувати, що частота пульсацій f_{max} рівна 50 Гц (оскільки електролітичні конденсатори здатні фільтрувати лише низькочастотні завади), а амплітуда пульсацій становитиме 20% від напруги живлення, тобто 1,48 В.

$$C39 = \frac{I_{max}}{2 * \pi * f_{max} * U_{\pi}} = \frac{195,4}{2 * \pi * 50 * 1,48} \approx 450 \text{ (мкФ)}$$

Візьмемо найближче значення ємності з номінального ряду - 470 мкФ.

Оскільки діапазон вхідної напруги джерела живлення лежить у межах від 6 до 8,4 вольт, то необхідно враховувати пробивну напругу конденсаторів. Отже, значення ємностей конденсаторів, вибраних для фільтрації сигналу живлення:

- електролітичні алюмінієві C39 – 470 мкФ×16В (резервування по напрузі) для поглинання низькочастотних завад;
- керамічні C36, C37, C40 – 0,1 мкФ×50В (стандартна пробивна напруга керамічних конденсаторів малих розмірів і малих ємностей) для поглинання високочастотних завад.
- керамічні C27-C29 – 10 мкФ×25В (стандартна пробивна напруга керамічних конденсаторів малих розмірів і великих ємностей) для поглинання високочастотних завад.

Для можливості вмикання-вимикання приладу не вимикаючи джерело живлення, передбачений перемикач з фіксацією положення SB1, який знаходиться

					ДК51.467746.001 ПЗ	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		36

у вхідній ланці відразу ж після роз'єму для підключення живлення XS1, який складається з двох контактів – «плюс» та «мінус» джерела живлення.

Для захисту від неправильного вмикання джерела живлення ввімкнено діод Шотткі VD8. В разі не правильної полярності ввімкнення джерела, діод зміститься в зворотньому напрямку, і не дасть потрапити струму в схему. Даний діод має зворотну напругу пробною рівну 40 В (при діапазоні вхідних напруг 6-8,4 В маємо запас по пробивній напрузі), і прямий струм до 1 А (максимальний струм споживання пристрою 195,4 мА, отже також маємо запас по струму), пряме падіння напруги 500 мВ (дозволяє передавати напругу живлення від акумулятора до схеми майже без втрат) [29].

Для індикації проходження струму живлення додано світлодіод HL1. Оскільки номінальна вхідна напруга $U_{живл}$ рівна 7,4 В, необхідно додати струмообмежувальний резистор R20, щоб світлодіод не вийшов із ладу. Його опір розраховано з наступних міркувань. Прямий струм I_{LED} вибраних світлодіодів складає 5 мА, пряме падіння напруги $U_{LED} = 2.2$ В [30]. Опір струмообмежувально резистора буде рівний частині спаду напруги на резисторі U_R , поділений на прямий струм світлодіода.

За II законом Кірхгофа:

$$U_R = U_{живл} - U_{LED} = 7,4 - 2,2 = 5,2 \text{ (В)} \quad (2.8)$$

За законом Ома:

$$R20 = U_R / I_{LED} = 5,2 / 0,005 \approx 1,04 \text{ (кОм)} \quad (2.9)$$

Отже, мінімальний опір обмежувального резистора має бути 1,04 кОм. З ряду E24 (ГОСТ 28884-90) вибрано опір резистора R20 найближчого номіналу в 1 кОм. Після цього необхідно визначити потужність для цього резистора, щоб мати можливість вказати коректну інформацію на схемі. Потужність, яка буде

розсіюватися на елементі:

$$P = U_{ел} I_{ел} = I_{ел}^2 R_{ел} , \quad (2.10)$$

де: $U_{ел}$ – напруга, яка виділяється на елементі, $I_{ел}$ – струм, який проходить через елемент, $R_{ел}$ – опір елемента.

Розрахуємо потужність, яка виділиться на резисторі. Для резистора буде розсіюватись потужність:

$$P = I^2 \cdot R = (5 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 1 \cdot 10^3 = 25 \text{ (мВт)}$$

Для резервування по потужності виберемо резистор, потужністю 0,25 Вт. Це необхідно з міркувань того, щоб в схемі використовувалися резистори однакові за характеристиками. А в частинах схеми через резистори буде протікати значний струм.

Конденсатори для фільтрування завад по живленню для мікроконтролера DD2 – C17, C18, C21-C25 вибрані номіналом 0,1 мкФ згідно з рекомендаціями з документації на мікросхему [20]. Конденсатори C16, C19 вибрані номіналом 1 мкФ, а конденсатори C20 і C26 – номіналом 2,2 мкФ. Всі конденсатори виконують функцію фільтрування завад на лініях живлення. Номінали вибрані згідно з рекомендаціями у документації на мікроконтролер [20]. Конденсатори керамічні, з пробивною напругою 50 В.

Оскільки в схемі буде використовуватися АЦП, вбудований в мікроконтролер, необхідно забезпечити живлення для нього. Для цього в мікроконтролері передбачені окремі виходи для живлення АЦП – VDDA; і опорної напруги – VREF. Прийнято рішення використовувати для живлення і опорної напруги АЦП напругу живлення мікроконтролера. Оскільки ця напруга подається від акумулятора (зазвичай акумулятор видає вже стабільну напругу), а також ця напруга додатково стабілізується і фільтрується перед тим, як потрапляє

на мікроконтролер. Тому таке рішення не призведе до погіршення точності результатів аналого-цифрового перетворення.

Мікроконтролер – пристрій, що потребує тактування. В ньому є вбудований RC-генератор тактової частоти. Але вбудований генератор має погану температурну стабільність частоти генерування (близько 1 % на кожні 25 °С зміни температури [20]), що є недопустимо, оскільки від частоти тактування залежить точність вимірів і часові затримки. Враховуючий той факт, що із частоти генератора будуть отримуватися більш високі частоти за допомогою вбудованих блоків фазового автопідлаштування частоти (ФАПЧ), то похибка частоти тактування буде лише збільшуватися. Тому є необхідність застосування кварцового резонатора, оскільки вони відрізняються високою стабільністю частоти тактування. Частота тактування вибрана 8 МГц, оскільки така частота є широко використовуваною. Також за допомогою блоків ФАПЧ можна отримати більш високу частоту, необхідну для збільшення швидкості виконання обчислень.

Після подачі живлення на схему, необхідно виконати її встановлення в початковий стан. Процес скидання буде формуватися за допомогою RC-кола, яке за час заряду конденсатора, сформує необхідний сигнал (низького рівня), який подаватиметься на вхід мікроконтролера. Розрахунок часу скидання буде з урахування умови того, що на вході мікроконтролера NRST має бути присутній низький логічний рівень протягом 1 мс (час необхідний для скидання мікроконтролера [20]). Часом розповсюдження сигналу по друкованих провідниках можна знехтувати, оскільки коло скидання розташовано близько до виводів мікроконтролера. Прийmemo мінімальний час скидання 1 мілісекунда, а для коректної роботи візьmemo 10-кратний запас часу скидання. Згідно з документацією на мікроконтролер, сигнал скидання припиняє діяти при досягненні рівня напруги 2,09 В [20]. Отже, необхідно, щоб за час рівний 10 мс на вході NRST мікроконтролера рівень напруги був нижчий за 2,09 В. Маючи мінімальний час зарядки конденсатора, необхідно підібрати номінали RC-кола, які будуть визначати сталу заряду-розряду. Зазвичай опір резистора для кіл скидання

					<i>ДК51.467746.001 ПЗ</i>	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		39

підбирається в кілоомах, а ємність – залежно від заданих часових параметрів.

Задамо опір резистора рівний 100 кОм, а ємність конденсатора 0,1 мкФ. Напруга, до якої зарядиться конденсатор за час t матиме наступний вигляд:

$$U_C = U_m \left[1 - \exp \left(-\frac{t}{RC} \right) \right], \quad (2.11)$$

де U_C – напруга на конденсаторі в момент часу t ; R, C - значення ємності й опору в RC –колі; U_m – напруга, що прикладається до RC –кола, в даному випадку напруга живлення ($U_m = 3,3$ В).

Маючи всі необхідні дані можна розрахувати напругу на конденсаторі під кінець часу скидання:

$$U_C = 3,3 * \left[1 - \exp \left(-\frac{10 * 10^{-3}}{100 * 10^3 * 100 * 10^{-9}} \right) \right] \approx 2,08 \text{ (В)}$$

Отже, за час необхідний для скидання для встановлення мікроконтролера в початковий стан, напруга на конденсаторі перебуває в стані активного рівня сигналу скидання. Результат розрахунків перевірено у системі моделювання LTspice XVII. Результат представлений на рисунку 2.3.

Як видно з рисунку, сигнал від 0 до 2,09 В триває протягом більше 10 мілісекунд, отже підібрані номінали є правильними.

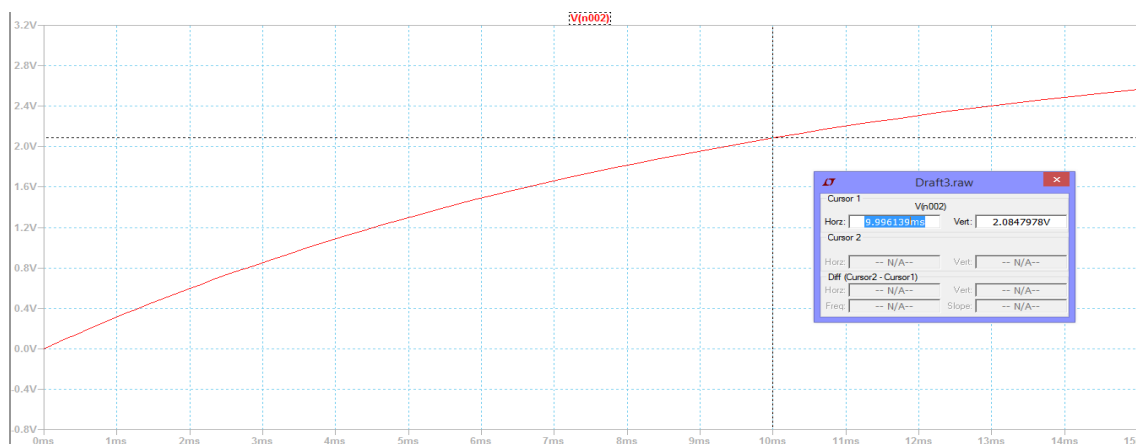


Рисунок 2.3 – Результат моделювання RC-кола у системі моделювання LTspice XVII

Для того, щоб в подальшому була можливість вдосконалення пристрою, необхідно реалізувати зв'язок з мікроконтролером та можливість перепрограмувати його. Для цих цілей вибрано інтерфейс SWD [31]. Він потребує чотири провідники – земля, живлення, лінія даних і лінія тактування. Даний інтерфейс вибраний тому що він дозволяє проводити відлагодження програмного забезпечення в реальному часі. Так як буде з'єднання зовнішнім пристроєм для програмування необхідно передбачити ситуацію, коли на мікроконтролер прийде високий рівень напруги, що може вивести з ладу його. Для цього застосовано стабілітрони VD7, VD9 з напругою пробою 5,1 В. В якості обмежуючих струм резисторів використані резистори R35, R36 номіналом 51 Ом.

Для того, щоб програмувати мікроконтролер потрібно перш за все налаштувати виходи BOOT0 і BOOT1 мікроконтролера [20]. Конфігурація виходів і відповідність виконуваних функцій наведені в таблиці 2.7.

Так як у нормальному режимі функціонування мікроконтролер буде використовувати програму, що зберігається у флеш пам'яті, а в разі необхідності перепрограмування буде використовуватися загрузчик.

Таблиця 2.7 - Конфігурація виходів BOOT0 і BOOT1 і відповідність їм виконуваних функцій

BOOT1	BOOT0	Що запускається
х	0	Програма із флеш пам'яті
0	1	Загрузчик
1	1	Програма із SRAM пам'яті

Використання SRAM пам'яті не передбачається. Тому можна вихід BOOT1 приєднати до землі. А для виходу BOOT0 передбачений роз'єм XP1 для перемикання функцій. В одному положенні BOOT0 під'єднаний до землі, в іншому – до живлення. Для нормальної роботи необхідно BOOT0 під'єднати до землі, а для перепрограмування під'єднати до живлення.

Також для відлагодження пристрою передбачений вихід для інтерфейсу UART. Це реалізовано за допомогою роз'єму ХР3. Для обмеження струму на лініях даних, щоб захистити виходи мікроконтролера використовуються резистори R33, R34 номіналом 100 Ом.

В якості звукової індикації буде використовуватися малопотужний динамік із типовим значенням опору 4-16 Ом. Для того, щоб не навантажувати вихід мікроконтролера, необхідно застосування підсилювача. В якості підсилювача вибраний МС34119. Номінали елементів R29, R30, C34, C35 вибрані згідно з технічною документацією [25]. R29 має номінал 1 кОм, а R30 – 3 кОм. Разом вони формують негативний зворотній зв'язок, що задає коефіцієнт підсилення рівний 3. Значення ємності конденсатора C34 – 4,7 мкФ, призначення – збільшення коефіцієнту придушення завад по лінії живлення. Значення ємності конденсатора C35 1 мкФ, призначення – також покращення коефіцієнта придушення завад по лінії живлення. Значення ємностей C43, C44 аналогічно як для C39 і C36 відповідно.

Ємність C33 вибирається з міркувань того, що вона разом із резистором R29 буде формувати фільтр високих частот. Оскільки підсилювач виконує роль звукової індикації, отже має пропускати частоти слухового діапазону людини, що починається приблизно із 16 Гц. Частота зрізу фільтра високих частот обраховується за формулою:

$$f_{\text{зрізу}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C} \quad (2.12)$$

Звідки розрахуємо значення ємності:

$$C = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot f_{\text{зрізу}}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 1 \text{ кОм} \cdot 16 \text{ Гц}} \approx 9,9 \text{ мкФ}$$

Найближче значення ємності із номінально ряду E24 (ГОСТ 28884-90) – 10 мкФ. Отже вибираємо ємність C33 рівною 10 мкФ.

					ДК51.467746.001 ПЗ	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		42

Енергонезалежна пам'ять під'єднується до мікроконтролера через шину I2C. Отже, необхідно розрахувати значення підтягуючих резисторів R24, R25.

Шина I2C буде працювати у звичайному режимі (з частотою 100 кГц). Ємність лінії шини обраховується за формулою:

$$C_{bus} = C_{mk} + C_{пам'ять} = 5 \text{ пФ} + 10 \text{ пФ} = 15 \text{ пФ},$$

де: $C_{mk} = 5 \text{ пФ}$ – ємність виводу STM32F407VGT [20], $C_{пам'ять} = 10 \text{ пФ}$ – ємність виводу SAT24C08 [32].

Час наростання від логічного нуля ($0,2 V_{dd}$) до логічної одиниці ($0,8 V_{dd}$) для шини I2C у звичайному режимі роботи може бути не більше ніж 1000 нс [33]. Оберемо із 15 кратним запасом час наростання не більше 70 нс. Тоді час наростання до логічної одиниці:

$$t_r = \tau = RC_{bus} \quad (2.13)$$

Звідки маємо,

$$R = \frac{\tau}{C_{bus}} = \frac{70 \cdot 10^{-9} \text{ с}}{15 \cdot 10^{-12} \text{ Ф}} \approx 4666 \text{ Ом}. \quad (2.14)$$

Значення опору R24, R25 виберемо найближче з стандартного ряду E24 (ГОСТ 28884-90) – 4,7 кОм.

Оскільки в схемі застосовується АЦП, необхідне використання антиалайзингового фільтру. Він необхідний для підвищення точності АЦП, оскільки видаляє із спектру сигналу всі гармоніки, що вище половини частоти дискретизації сигналу [34] (половина частоти дискретизації – максимальна, за теоремою Найквіста-Шенонна-Котельникова [35], частота, що має бути присутня у спектрі сигналу для його коректної дискретизації). Фільтр реалізований за допомогою RC-кола. Роль таких фільтрів у схемі виконують RC-кола: R16, C12 і R2, C3.

Оскільки схема проектується для діапазону робочих частот від 4 до 16 кГц, то приймемо частоту зрізу фільтру рівною максимальній частоті роботи схеми із запасом в 1 кГц. Частота зрізу фільтра низьких частот також обраховується за

формулою 2.12. Встановимо значення опору рівним 2 кОм. Розрахуємо значення ємності:

$$C = \frac{1}{2 * \pi * R * f_{зрізу}} = \frac{1}{2 * \pi * 2 \text{ кОм} * 17 \text{ кГц}} \approx 4,68 \text{ нФ}$$

Найближче значення ємності із номінально ряду E24 (ГОСТ 28884-90) – 4,7 нФ. Отже вибираємо ємності C3 і C12 рівними 4,7 нФ.

Оскільки пристрій повинен відслідковувати значення струму у передавальній котушці, для цього буде використовуватися АЦП. Але власне струм матиме нелінійних характер. Тому щоб зчитувати його середнє значення, використаємо RC-коло R11,C9, яке буде інтегрувати струм і повертати його середнє значення. Для того, щоб RC-коло працювало як інтегратор, необхідно значення ємності вибрати великим. Задамося значенням ємності C9 рівним 4,7 мкФ. Із формули 2.12 розрахуємо значення опору R11, вибираючи частоту зрізу кола низькою. Припустимо, що частота зрізу рівна 3 Гц. Звідси:

$$R = \frac{1}{2 * \pi * C * f_{зрізу}} = \frac{1}{2 * \pi * 4,7 \text{ мкФ} * 3 \text{ Гц}} \approx 11 \text{ кОм}$$

Виберемо опір резистора R11 рівним 10 кОм.

Для розроблюваного пристрою використано рідкокристалічний дисплей LCM-S01602DTR фірми Lumex Opto (HG1) на основі контролера HD44700. Даний елемент має вісім виводів даних, а також виводи конфігурації дисплею [36]. Перевагами використання дисплею є можливість працювати як у восьми- так і в чотири-бітному режимі (режим задається при ініціалізації), можливість налаштування контрастності, наявність підсвітки, а також виведення інформації не лише буквами латинського алфавіту а й кирилицею [36]. У даному випадку для комунікації із дисплеєм буде використовуватися чотири-бітний режим задля зменшення кількості використаних виходів мікроконтролера. Для керування контрастністю відображення відповідно до документації використано змінний

резистор RP1 номіналом 10 кОм. Для розрахунку струмообмежувального резистора для підсвітки дисплею використані формули 2.8-2.10.

Максимальний прямий струм I_{LED} відповідно до документації складає 50 мА, пряме падіння напруги $U_{LED} = 2,5$ В. Для більшої надійності прийнято значення прямого струму в 25 мА. Обмежувальний опір дорівнюватиме частці спаду напруги на резисторі, поділений на прямий струм світлодіода. Для живлення підсвітки дисплею використовується напруга, що подається відразу із акумуляторів. $U_{живл} = 7,4$ В.

$$U_R = U_{живл} - U_{LED} = 7,4 - 2,5 = 4,9 \text{ (В)}$$

$$R = U_R / I_{LED} = 4,9 / 25 = 196 \text{ (Ом)}$$

Отже, мінімальний опір обмежувального резистора має бути 196 Ом. Для більшої надійності з ряду E24 вибрано опір резистора номіналом в 200 Ом. Після цього необхідно визначити потужність для цього резистора, щоб мати можливість вказати коректну інформацію на схемі. Потужність, яка буде розсіюватися на елементі:

$$P = U_{ел} I_{ел} = I_{ел}^2 R_{ел}$$

де $U_{ел}$ – напруга, яка виділяється на елементі, $I_{ел}$ – струм, який проходить через елемент, $R_{ел}$ – опір електричному струмові елемента.

Далі легко розрахувати потужність, яка виділиться на резисторі. Для резистора буде розсіюватись потужність:

$$P = I^2 \cdot R = (25 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 200 = 125 \text{ (мВт)}$$

Таким чином, потужність даного резистора має складати не менше як 0,25 Вт для того, щоб мати запас по розсіюваній потужності.

					ДК51.467746.001 ПЗ	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		45

Для того, щоб регулювати яскравість підсвітки дисплею, використовується ШІМ-сигнал, коефіцієнт заповнення якого можна змінювати. Для того, щоб не навантажувати вихід мікроконтролера, використовується транзистор VT3, що працює в якості ключа. Для задання режиму роботи транзистора, в його базу ввімкнено резистор R28 опором 1 кОм. При прямому під'єднанні напруги база-емітер V_{be} транзистора рівному 0,7 В (типове значення), струм, що втікатиме в базу буде рівний:

$$I_b = \frac{V_{dd} - V_{be}}{R_{28}} = \frac{3,3 - 0,7}{1} \approx 2,8 \text{ мА.} \quad (2.15)$$

Такий струм навантаження для виходу мікроконтролера є допустимим.

Вхідний підсилювач реалізований з використанням операційного підсилювача з частото залежним негативним зворотнім, що розраховується для частоти сигналу, що передається. Такий підсилювач одночасно є смуговим фільтром, що дозволяє на початковій стадії не пропустити високочастотні завади у наступні блоки обробки. Коефіцієнт підсилення вибирається рівним 60, оскільки вхідний сигнал може мати амплітуду декілька десятків мілівольт, а при живленні операційного підсилювача рівному 3,3 В, динамічний діапазон вихідного сигналу операційного підсилювача рівний 1,5 В (максимальна напруга на виході 3,3 В (взято із запасом) – значення напруги «середньої точки», рівної половині живлення). Отже, при амплітуді вхідного сигналу 25 мВ, на виході підсилювача буде значення напруги рівне половині живлення (1,65 В) плюс 25 мВ помножених на коефіцієнт підсилення (60). На виході отримуватимемо для максимальної амплітуди вхідного сигналу 3,15 В, що задовольняє умові лінійного режиму роботи операційного підсилювача. В якості підсилювача вибраний MCP6022 виробника Microchip [23].

Схема ввімкнення підсилювача зображена на схемі електричній принциповій ДК51.467746.001 ЕЗ.

Принцип роботи: операційний підсилювач DA2.1 формує «середню точку», рівну половині живлення для основного підсилювача DA2.2. Підсилювач

					ДК51.467746.001 ПЗ	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		46

DA2.1 ввімкнений в режимі повторювача напруги, що формується резистивним подільником напруги. Таке рішення обумовлено тим, що напруга середньої точки буде залежати від коливань напруги на лінії живлення. Повторювач напруги, в якості якого виступає операційний підсилювач, зменшує проходження цих коливань до робочої точки основного підсилювача.

Для розрахунку подільника напруги, для формування зміщення для підсилювача, скористаємося наступною формулою:

$$V_{out} = V_{in} * \frac{R_{15}}{R_{15} + R_{14}}, \quad (2.16)$$

де: V_{out} – напруга на резисторі R15, вихідна напруга; V_{in} – прикладена до подільника напруга, в даному випадку напруга живлення рівна 3,3 В.

Задамося рівнем вихідної напруги V_{out} подільника рівним половині живлення або 1,65 В. Також припустимо, що опір резистора R15 рівний 10 кОм (потрібно вибирати опір подільника напруги порядку декількох кОм, щоб через нього не протікав значний струм). Розрахуємо значення опору резистора R14:

$$R_{14} = \frac{V_{in} * R_{15} - V_{out} * R_{15}}{V_{out}} \quad (2.17)$$

Звідки R14:

$$R_{14} = \frac{3,3 * 10 - 1,65 * 10}{1,65} = 10 \text{ (кОм)}$$

Ємність конденсатора C10 вибирається за формулою [37]:

$$C_{10} = \frac{1}{2\pi * R_{div} * f_{div}}, \quad (2.18)$$

де R_{div} – еквівалентний малосигнальний опір подільника напруги, що обраховується як паралельне з'єднання резисторів подільника за формулою:

$$R_{div} = \frac{R_{14} * R_{15}}{R_{14} + R_{15}} = \frac{10 * 10}{10 + 10} = 5 \text{ (кОм)} \quad (2.19)$$

f_{div} - частота зрізу подільника напруги (припустимо, що подільник не пропускає завади частотою більше 3 Гц, тобто $f_{div} = 3 \text{ Гц}$).

Обрахуємо ємність C10:

$$C_{10} = \frac{1}{2\pi * 5 * 3} \approx 10,6 \text{ (мкФ)}.$$

Найближче номінальне значення ємності 10 мкФ. Отже, ємність конденсатора C10 рівна 10 мкФ.

Для розрахунку ємності C11 скористаємося формулою 2.7, припустивши, що амплітуда пульсацій U_{Π} рівна 4-5 % від напруги живлення (300 мВ), частота пульсацій $f_{max} = 100 \text{ кГц}$ а струм – максимально можливий у схемі (195,4 мА):

$$C = \frac{I_{max}}{2 * \pi * f_{max} * U_{\Pi}} = \frac{195,4}{2 * \pi * 1 * 10^5 * 0,3} \approx 1,03 \text{ (мкФ)}$$

Найближче номінальне значення ємності 1 мкФ, отже ємність C11 рівна 11 мкФ.

Основний підсилювач DA2.2 ввімкнений по схемі неінвертуючого підсилювача. Таке рішення обумовлено тим, щоб в подальшому при обчислення не враховувати повороту фази сигналу на 180° при інвертуванні. Коефіцієнт підсилення розраховується за формулою [37] :

$$K_u = 1 + \frac{\frac{R_{12} * R_{C7}}{R_{12} + R_{C7}}}{R_7 + R_{C5}}, \quad (2.20)$$

де: R_{C5}, R_{C7} – еквівалентні опори конденсаторів на заданій частоті)для розрахунків взято частоту 8 кГц, як оптимальну враховуючи діапазон робочих

частот пристрою).

Нижня частота зрізу обраховується за формулою [37]:

$$f_{p1} = \frac{1}{2\pi \cdot R7 \cdot C5} \quad (2.21)$$

Верхня частота зрізу обраховується за формулою [37]:

$$f_{p2} = \frac{1}{2\pi \cdot R12 \cdot C7} \quad (2.22)$$

Для розрахунків встановимо номінал резистора R12 рівний 100 кОм, а номінал резистора R7 рівний 1,2 кОм. Значення резисторів вибрані великими із міркувань того, щоб через коло зворотного зв'язку протікав малий струм.

Встановимо нижню частоту зрізу підсилювача рівну нижній робочій частоті пристрою (4 кГц), а верхню частоту рівну верхній робочій частоті пристрою (16 кГц). З формул 2.21 і 2.22 отримуємо значення ємностей C5, C7:

C5 = 33 нФ, а C7 = 22 пФ.

Проведно моделювання схеми у системі моделювання LTspice XVII. В результаті моделювання отримано амплітудо- та фазо- частотну характеристики підсилювача. Результат зображено на рисунку 2.4.

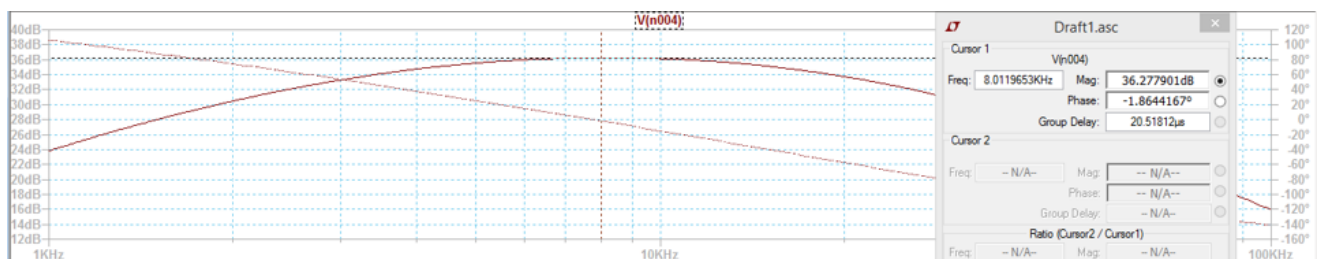


Рисунок 2.4 - Результат моделювання підсилювача у системі моделювання LTspice XVII

З результатів моделювання бачимо, що на частоті 8 кГц коефіцієнт

підсилення становить близько 36 дБ (або це в разях 63, що співпадає з розрахунками). Нижня і верхня частоти зрізу близькі до заданих в розрахунках, що підтверджує їх правильність. Також варто зауважити, що на частоті 8 кГц зсув фази вихідного сигналу до вхідного близький до нуля, а отже це мінімізує похибку, що вноситься підсилювачем при вимірах.

При виборі номіналів елементів, що задають коефіцієнт підсилення (а саме резисторів), потрібно, щоб вони не були занадто великими, так як резистори утворюють нулі частотної характеристики разом з вхідною ємністю ОП. Частотна стабільність підсилювача перевіряється умовою [37]:

$$\frac{1}{2\pi(C_{\text{синф.}} + C_{\text{диф.}})(R_7 + R_{12})} > \frac{K_{\text{один.}} \cdot \Delta f}{K_u}, \quad (2.23)$$

де: $\frac{K_{\text{один.}} \cdot \Delta f}{K_u}$ - відношення смуги пропускання при одиничному підсиленні

до обраного коефіцієнта підсилення; $C_{\text{синф.}}$ - синфазна ємність входу операційного підсилювача (з документації [23]) $C_{\text{синф.}} = 6$ пФ); $C_{\text{диф.}}$ - диференційна ємність входу операційного підсилювача (з документації [23]) $C_{\text{синф.}} = 3$ пФ).

Перевіримо виконання умови:

$$\frac{1}{2\pi(6\text{нФ} + 3\text{нФ})(1,2\text{кОм} + 100\text{кОм})} > \frac{10\text{МГц}}{60}$$

Умова виконується, отже при заданих номіналах елементів, підсилювач частото стабільний.

Також необхідно перевірити швидкість наростання сигналу на найбільшій частоті вхідного сигналу для запобігання спотворень. З документації на підсилювач [23] швидкість наростання вихідного сигналу $V_{SR} = 7 \frac{\text{В}}{\text{мкс}}$. Для перевірки швидкості наростання сигналу у схемі використовують формулу [37]:

$$V = 2\pi \cdot f \cdot U_{\text{вих.макс}} \quad (2.24)$$

де: V – швидкість наростання сигналу у схемі в $\frac{\text{В}}{\text{мкс}}$;

f – максимальна частота вхідного сигналу (з ТЗ максимальна робоча частота 16 кГц);

$U_{\text{вих.макс}}$ – максимальна амплітуда сигналу на виході підсилювача (в даному випадку рівна розмаху вихідної напруги що дорівнює 3,3 В).

$$V = 2\pi * 10 * 3,3 \approx 0,207 \left(\frac{\text{В}}{\text{мкс}} \right)$$

Маємо, що значення V менше ніж V_{SR} . Отже, умова задовольняється і операційний підсилювач може працювати коректно на заданій частоті.

RC- кола R2, C3 і R16, C12 виконують роль антиелайзингових фільтрів.

Резистор R3 обмежує струм, що може потекти від котушки до входу операційного підсилювача. Конденсатор C2 виконує роль розв'язувального конденсатора, а також виділяє на собі викиди індуктивної напруги, що можуть з'явитися на приймальній котушці. Діод VD3 захищає вхід операційного підсилювача від високого рівня напруги.

Драйвер передавальної котушки реалізований по напівмостовій схемі з використанням МОН-транзисторів.

Принцип роботи драйвера заключається в наступному: транзистор VT2 працює в режимі ключа і конвертує рівні напруги від 3,3 В до 5 В, оскільки на котушку передається сигнал амплітудою 5 В. Транзистор VT1 виконує роль повторювача напруги. Пари резистор R8 і діод VD4 і R9, VD5 застосовані для того, щоб виключити момент часу, коли через транзистори, що знаходяться у мікросхемі DA1, тече наскрізний струм, бо один із транзисторів ще не закрився, а інший вже почав процес відкриття. Таким чином ємність затвор-витік транзисторів розряджається дуже швидко через діоди, а заражається через резистори повільніше, оскільки резистори обмежують струм заряду.

В якості вихідних транзисторів DA1 вибрана збірка комплементарних n- і p-канальних МОН транзисторів IRF7105 [26].

Номінали резисторів R8, R9 вибрані рівними 1 кОм. Резистори разом із вхідною ємністю вихідного каскаду формують RC-коло із сталою часу:

$$\tau = RC_{gs}, \quad (2.25)$$

де: C_{gs} – ємність затвор-витік (із документації [26] $C_{gs} = 300$ пФ).

Для наближених розрахунків припустимо, що за одну сталу часу транзистор відкриватиметься. Отже, час вмикання транзистора буде визначатися як:

$$t_{on} = \tau = RC_{gs} = 1 * 300 = 300 \text{ (нс)} \quad (2.26)$$

Із документації [26] максимальний час закривання транзистора рівний 100 нс. Отже, із розрахунків можна зробити висновок, що транзистор буде закриватися швидше, аніж відкриватися. Отже, наскрізних струмів не буде, а це дозволить зменшити сумарний струм споживання.

Резистор R19 задає робочу точку транзистора VT1 і розраховується аналогічно резистору R28.

Діод VD6 необхідний для створення струму заряду/розряду для p- і n-канальних транзисторів відповідно.

Резистор R13 необхідний для створення зміщення, коли транзистор VT1 закривається. Для розрахунку цього резистора приймемо струм, що протікає через нього 50 мкА. В результаті падіння напруги на резисторі, коли транзистор закритий, станови 5 В. Отже, опір резистора $R=U/I = 5 \text{ В} / 50 \text{ мкА} = 100 \text{ кОм}$.

Резистор R17 є навантаженням для транзистора VT2. Оскільки цей транзистор працює в режимі ключа, то коефіцієнт його підсилення не важливий. Тому вибираємо номінал резистора R17 з міркувань зменшення струму, що протікатиме через транзистор. Приймемо номінал резистора R17 рівним 10 кОм.

Резистори R4 і R6 створюють шунт для струму, що протікає через котушку. Вимірюючи падіння напруги на них, і знаючи їх опір, можна отримати значення струму. Для того, щоб на резисторах не падала велика напруга, їх опір вибирається мінімальним. Виберемо значення опору для кожного з резисторів 1 Ом. В сумі паралельне з'єднання двох резисторів дасть еквівалентний опір рівний 0,5 Ом. При струмі, що протікатиме, рівному 100 мА, падіння напруги на резисторах буде становити 50 мВ. Такої напруги достатньо для виміру АЦП, і при цьому вона є достатньо малою і не впливає на функціонування схеми.

Діоди VD1, VD2 виконують роль захисту від індуктивних викидів із передавальної котушки.

Робота драйвера промодельована в середовищі моделювання LTspice XVII. Результати зображені на рисунках 2.5-2.7.

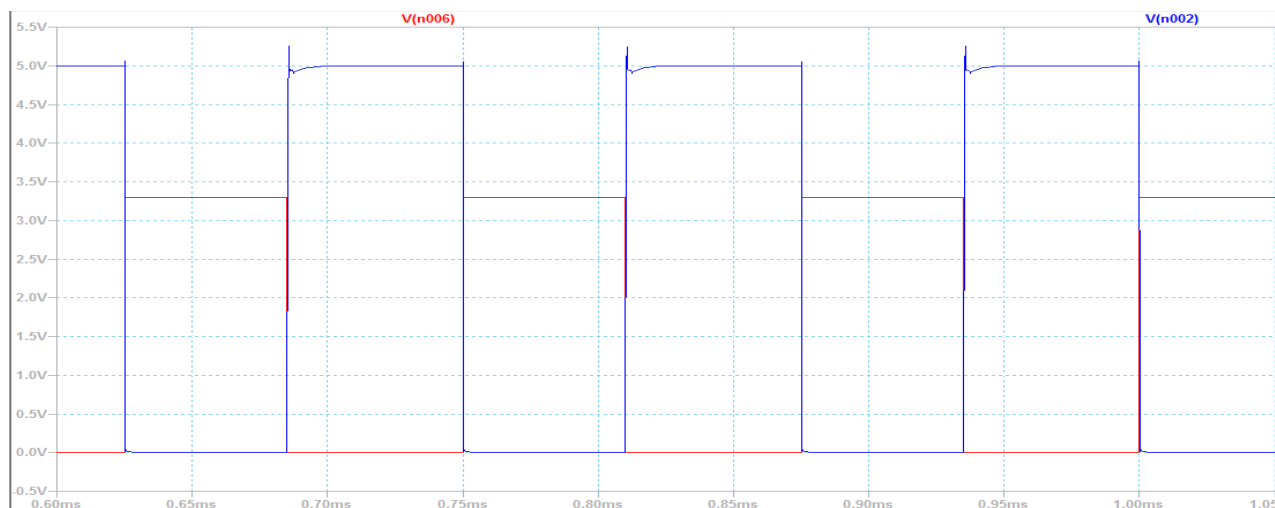


Рисунок 2.5 - Результат моделювання драйвера у системі моделювання LTspice XVII

На рисунку 2.5 сигнал V(n006) – вхідний сигнал, а сигнал V(n002) – сигнал на колекторі VT2. Бачимо конвертацію рівня напруги з 3,3 В до 5 В.

На рисунку 2.6 сигнал V(n006) – вхідний сигнал, V(n003) – сигнал на вході 4 мікросхеми DA1, V(n008) – сигнал на вході 2 мікросхеми DA1. Можемо бачити що між сигналом відкриття одного транзистора і закриттям другого транзистора є певна затримка, яка зменшує наскрізні струми.

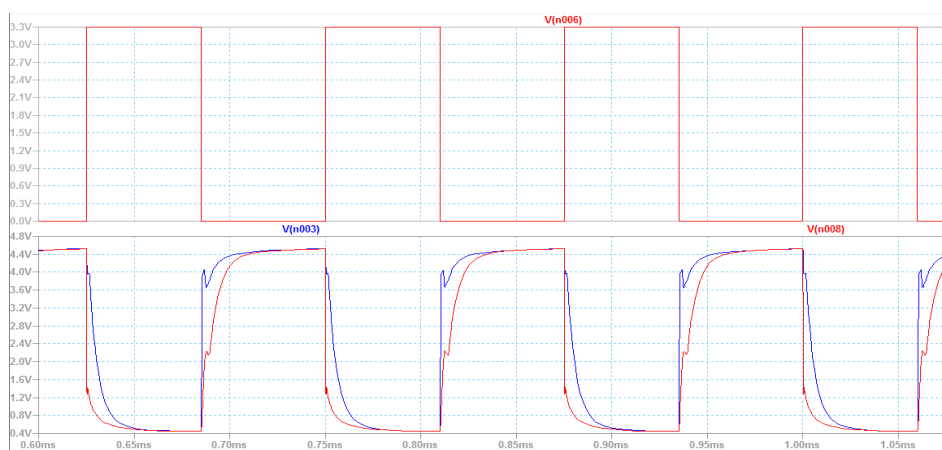


Рисунок 2.6 - Результат моделювання драйвера у системі моделювання LTspice

XVII



Рисунок 2.7- Результат моделювання драйвера у системі моделювання LTspice

XVII

На рисунку 2.7 можемо бачити, що сигнал з входу (V(n006)) майже без спотворень передається на вихід драйвера (V(n007)), що свідчить про коректу роботу самого драйвера і його проектування.

Висновок до розділу

В даному розділі на основі поставленого технічного завдання була розроблена структурна схема пристрою. Вона містить в собі всі необхідні блоки

для функціонування пристрою: драйвер передавальної котушки, вхідний підсилювач, блоки для індикації результатів, стабілізатори напруги. Використовується АЦП вбудований в мікроконтролер, також всі обчислення, обробка і виведення результатів виконується в мікроконтролері.

Відповідно до розробленої структурної схеми був здійснений вибір елементної бази, спираючись на вимоги технічного завдання, а також орієнтуючись на новітню компонентну базу. При виборі елементів враховувалися важливі для надійної роботи пристрою, такі як максимально допустимі напруга і струм, розсіювана потужність, точність номіналів, довговічність роботи. Всі вибрані компоненти за своїми характеристиками відповідають функціональному призначенню.

На основі структурної схеми і вибраної компонентної бази була спроектована схема електрична принципова. При проектуванні окремі елементи схеми вибиралися згідно з рекомендаціями технічної документації для елементів. В блоках, де необхідно було виконати розрахунок, здійснено розрахунок номіналів резистор і конденсаторів задля забезпечення правильного функціонування схеми, рівня вихідної напруги, коефіцієнтів підсилення. Для підтвердження розрахунків проведено моделювання окремих елементів схеми (коло скидання мікроконтролера, вхідний підсилювач, драйвер передавальної котушки) у системі моделювання LTspice XVII. Спроектowana схема електрична принципова повністю відповідає поставленим в ТЗ завдання і забезпечує коректне функціонування пристрою.

					<i>ДК51.467746.001 ПЗ</i>	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		55

РОЗДІЛ 3 ПРОЕКТУВАННЯ ДРУКОВАНОГО ВУЗЛА

3.1 Вибір типу та матеріалу друкованої плати

Друкована плата — пластина, виконана з діелектрика (склотекстоліт, текстоліт, гетинакс, ситал тощо), на якій або всередині якої сформований хоча б один шар з провідними доріжками. На друковану плату монтуються електронні компоненти, які з'єднуються своїми виводами з елементами провідного рисунку паянням, у результаті чого складається змонтована друкована плата [38].

Друковані плати за конструкцією поділяються на:

- односторонні (одношарові) - ОДП,
- двосторонні (двошарові) – ДДП,
- багатошарові - БДП.

Згідно технічного завдання і схеми електричної принципової було прийнято рішення виготовляти 4-шарову друковану плату. Таке рішення обумовлено наступними причинами:

- схема пристрою об'ємна, має велику кількість елементів переважно поверхневого монтажу. Тому для спрощення трасування і зменшення площі друкованого вузла доцільно виготовляти БДП;
- сигнальні провідники мають проходити якомога далі від провідників живлення для зменшення електромагнітних завад, паразитних ємностей й індуктивностей. Тому доцільно для провідників живлення виділити окремі шари плати. Було обрано рішення розмістити максимальну кількість сигнальних провідників на верхньому шарі ДП, усі провідники, які не було змоги розмістити на верхньому шарі, розміщені на нижньому шарі. Другий шар відведено під земляний, а третій шар відведено для створення полігонів із різними напругами живлення. Таким чином сигнальні провідники на верхньому і нижньому шарі розділені так званим «екраном», що являють собою шари землі та

живлення. Таке рішення призводить до зменшення паразитних зв'язків між сигнальними провідниками. При цьому іншим позитивним ефектом є те, що паразитна ємність між шаром землі і шаром відведеним під живлення здатна зменшувати завади по лініям живлення, відфільтровуючи їх;

- сучасні можливості виготовлення ДП у співвідношенні ціна/технологія дозволяють використовувати багат шарові ДП без збільшення вартості виготовлення останніх.

При нарощуванні кількості шарів рекомендується розділяти внутрішні шари земляним шаром для екранування. Для даного пристрою виготовлення 4-шарової ДП буде достатньо. Матеріали, що застосовуються в якості основи для ДП повинні мати: високі електроізоляційні властивості, достатню механічну міцність, бути стійкими до кліматичних впливів.

Для даного пристрою вибираємо матеріал для основи FR4, оскільки він повністю задовольняє вимогам.

Параметри склотекстоліту FR4 [39]:

- максимальна робоча температура 140°C;
- поверхневий опір 10^6 МОм;
- пробивна напруга 55 кВ;
- тангенс кута діелектричних втрат 0,021;
- міцність на прогин 105 МПа;
- гігроскопічність 0.2%;
- поздовжнє і поперечне викривлення не більше 0.18%;
- стійкість до розплавлення припою не менше 80 секунд.

З параметрів склотекстоліту бачимо, що він підходить для виготовлення друкованого вузлу, оскільки може працювати в умовах, що передбачені в ТЗ, є стійким до механічних впливів, має низький коефіцієнт викривлення, стійкий до пайки компонентів (полегшує процес монтажу елементів, а також зменшує ризик

					<i>ДК51.467746.001 ПЗ</i>	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		57

непрацездатності схеми після монтажу), має низький тангенс кута діелектричних втрат, що сприяє стійкій роботі схеми з точки зору її функціонування.

Товщину склотекстоліту вибираємо 1,5 мм, адже така товщина забезпечить необхідну вібростійкість, а оскільки в даному випадку не вимагається великої вібростійкості, бо прилад буде використовуватися в польових умовах і не буде піддаватися впливу високочастотних коливань, то задовольняє вимогам. А також така товщина матеріалу основи забезпечує мінімально допустимий діаметр металізованих отворів 0.40 мм.

Таким чином, для реалізації 4-шарової ДП обраний сучасний, з високими технологічними параметрами матеріал FR4-2-35-1,5. Даний матеріал є фольгованим склотекстолітом з підвищеною нагрівостійкістю, товщиною 1,5 мм, що має з двох сторін мідну фольгу товщиною 35 мкм, а також два внутрішніх шари із мідної фольги товщиною 35 мкм.

3.2 Вибір класу точності друкованої плати

Точність виготовлення ДП залежить від комплексу технологічних параметрів і з практичної точки зору визначає основні параметри елементів ДП. У першу чергу це відноситься до мінімальної ширини провідників, мінімального зазору між елементами провідного малюнка і до ряду інших параметрів.

ГОСТ 23571-86 передбачає п'ять класів точності ДП. При конструкторському-технологічному розрахунку необхідно використовувати граничні значення елементів друкованого монтажу з урахуванням похибки їх виконання. Необхідні граничні значення елементів друкованого монтажу і допустимі похибки наведені в таблицях 3.1 і 3.2 [40].

					<i>ДК51.467746.001 ПЗ</i>	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		58

Таблиця 3.1 - Граничні значення основних параметрів ДМ

Параметер	Позначення	Клас точності			
		2	3	4	5
Ширина друкованого провідника, мм	$b_{пр}^Г$	0,45	0,25	0,15	0,10
Відстань між елементами друкованого монтажу, мм	$l^Г$	0,45	0,25	0,15	0,10
Гарантований поясок, мм	$b_{по}$	0,20	0,10	0,05	0,03
Відношення номінального діаметру найменшого з металізованих отворів до товщини друкованої плати, мм	$K_{дт}$	0,40	0,33	0,25	0,20

Таблиця 3.2 - Допустимі похибки виконання елементів ПМ

Похибка	Позначення	Максимальне значення, мм
Зміщення провідників відносно ліній КО	$\delta_{сп}$	0,05
Розташування отворів (всіх) відносно вузлу КО	δ_o	0,07
Розташування КМ відносно вузлу КО	$\delta_{км}$	0.015(0.05)
Фотокопії та фотошаблону	$\delta_{фф}$	0,06

ДП четвертого класу випускаються на високоточному обладнанні, але вимога до матеріалів, обладнання і виробничих приміщень нижче, ніж для п'ятого класу [41].

Для даного завдання вибрано 4-ий клас точності, так як він забезпечує достатню щільність трасування і монтажу з урахуванням необхідних габаритів пристрою. Також обраний клас точності дозволяє проводити друковані провідники поміж контактних майданчиків мікросхем з планарними виводами. Мінімальна ширина провідників вибрана 0,15 мм, діаметр найменшого металізованого отвору вибраний рівний 0,4 мм. При товщині плати 1,5 мм відношення мінімального діаметра металізованого отвору до товщини плати складає 0,26. Товщина гарантованого пояску 0,1 мм, що в 2 рази більше за мінімальний для 4-го класу точності. Виходячи із усіх названих параметрів, можливості використати 3-ій клас точності немає, оскільки відстань між краями

сусідніх елементів не дозволяє використовувати цей клас. Вибрані мікросхеми виготовляються в корпусах, для яких розрахована відстань між контактними майданчиками становить 0,2 мм.

В результаті обрано 4-ий клас точності для виготовлення ДП. Даний клас точності передбачає можливість проведення провідників між контактними майданчиками SMD компонентів. Також параметри ДМ, наведені в таблиці 3.1 є мінімально можливими, тому для трасування провідників вирішено по можливості використовувати провідники шириною 0,2 мм. Це дозволяє зменшити паразитний опір провідників. У місцях, де протікає великий струм а також для провідників живлення і землі вирішено використовувати ширину провідників більшу за мінімальну – 0,5 мм. Також діаметр перехідних отворів використовувати 0,5 мм, а де це не можливо – використовувати мінімально можливий.

3.3 Вибір методу виготовлення друкованої плати

Для виготовлення ДП обрано комбінований позитивний метод. В даному методі провідники отримуються травленням фольгованого діелектрика, а металізовані отвори електрохімічним осадженням. Травлення рисунку відбувається після металізації отворів, а для виконання металізованих отворів використовується ще не витравлена фольга. Експонування рисунку схеми виконується із фотопозитив. Після чого виконується свердління і металізація отворів. Потім рисунок схеми і металізовані отвори захищають шаром матеріалу, що стійкий до рідини для травлення міді, після чого виконують травлення незахищених ділянок мідної фольги.

До переваг комбінованого позитивного методу можна віднести наступні:

- дозволяє отримувати провідники малої ширини без їх пошкоджень і підтравлювань;
- є досить поширеним і відносно простим в реалізації, що здешевить процес виготовлення ДП;

					ДК51.467746.001 ПЗ	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		60

- забезпечує високу надійність при виготовленні, оскільки матеріал основи не має безпосереднього контакту з агресивними хімікатами, що можуть пошкодити саму основу;
- майже не впливає на міцність зчеплення фольни з основою плати;
- забезпечує виготовлення металізованих отворів з великим відсотком виходу справних, а для виготовлення робочого пристрою, який запрацює відразу, даний показник є суттєвим.
- виключається можливість зриву контактних майданчиків під час свердління отворів.

Отже, для виготовлення ДП використовуємо комбінований позитивний метод.

3.4 Розміщення компонентів та трасування друкованої плати

Для вирішення задачі розміщення елементів визначимося із критеріями розміщення елементів. Для цього основним із критеріїв виберемо – мінімальну сумарну довжину провідників, оскільки цей критерій забезпечує найбільшу щільність розміщення елементів, а також попутно вирішує проблему мінімізації кількості найдовших з'єднань і максимально близьке розміщення компонентів. З критерію мінімальної довжини провідників і максимально близького розміщення компонентів впливає також як наслідок велика кількість провідників простої конфігурації, що полегшує як процедуру трасування так і процедуру виготовлення друкованого вузла.

Оскільки найбільшу кількість зв'язків мають мікросхеми, а також принциповим є розміщення таких елементів як кнопки, роз'єми та дисплей, тому їх розміщення в монтажному просторі буде визначальним для розмірів друкованої плати і її вигляду.. Всіма іншими дискретними компонентами нехтуємо (резистори, конденсатори, транзистори і т.д.), оскільки зазвичай елементи є малобаритними, тому в процесі розташування їх в монтажному просторі не буде

					ДК51.467746.001 ПЗ	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		61

складно розмістити їх у вільних місцях між мікросхемами, роз'ємами, кнопками чи дисплеєм.

Спочатку розташовуємо кнопки, дисплей і роз'єм на зворотній стороні плати як показано на рисунку 3.1. Таке розташування кнопок пов'язано з їх функціональним призначенням, а дисплей розташовуємо в центрі задля зручності користувача. Роз'єм для живлення також розміщуємо із зворотної сторони плати задля економії простору для компонентів на верхньому шарі плати. Вибір зворотної сторони плати для розміщення цих елементів обумовлений тим, що по-перше, це зменшить кількість елементів із верхньої сторони плати, а як наслідок з цього – зменшення розмірів друкованої плати, по-друге, оскільки дисплей є компонентом із планарними виводами, а також роз'єм для нього не передбачений задля збільшення надійності, оскільки роз'єм є додатковим джерелом відмов, то необхідно його впаювати в плату. Таке рішення не є критичним для самого дисплею, оскільки цей компонент з точки зору ремонту приладу, дуже рідко потребуватиме своєї заміни, тобто цілком логічно його просто впаювати в плату.

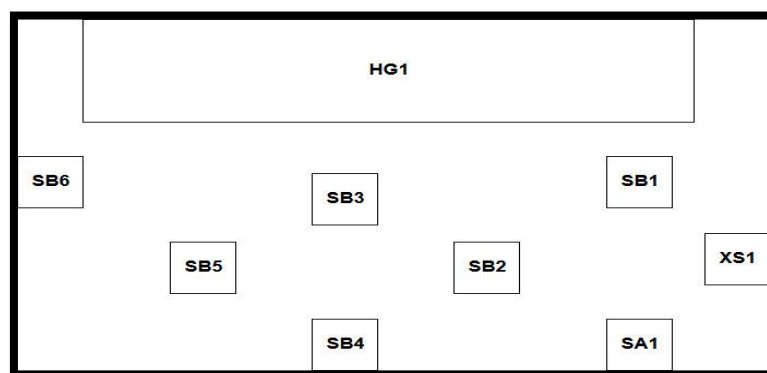


Рисунок 3.1 - Посадкові місця зворотної сторони плати

Але таке рішення породжує проблему того, що якщо розташувати цей дисплей на верхній стороні плати, там де розташовані всі інші компоненти, то він закритиме доступ до цих елементів. А оскільки на платі присутні і потенціометри, призначені для підлаштування режимів роботи приладу, і також в разі виходу із ладу якогось із компонентів доведеться випаювати дисплей із плати, щоб

доступитися до несправного елемента. Тобто таке рішення різко погіршує ремонтпридатність пристрою і є критично не доцільним, тому вирішено розмістити дисплей зі зворотного боку плати, де він собою не закриватиме доступ до всіх інших радіоелементів, тобто зберігається необхідна ремонтпридатність пристрою і при цьому дисплей буде впаяний в плату, що зменшить кількість джерел відмов, адже зменшиться кількість роз'ємів.

Для верхньої сторони плати маємо множину елементів:

$X = \{XP1, XP2, XP3, XP4, DD1, DD2, DA1, DA2, DA3, DA4, DA5, DA6, HG1, \text{контактні майданчики для виводу під котушки (умовне позначення – конт.)}\};$

Та множину посадкових місць:

$P = \{P1, P2, P3, P4, P5, P6, P7, P8, P9, P10, P11, P12, P13, P14, P15, P16\};$

Розташування посадкових місць буде таким, як показано на рисунку 3.2, причому деякі елементи заздалегідь розташовані в посадкових місцях: XP1 в P2, XP2 в P4, XP3 в P8, XP4 в P9, конт. в P16, HG в P3.



Рисунок 3.2 - Посадкові місця верхньої сторони плати

Заздалегідь визначені посадкові місця для роз'ємів обумовлені їх функціональним призначенням, і зазвичай роз'єми розміщуються по краях друкованого вузла. Розташування дисплею пов'язано з його розташуванням як було сказано вже вище. Розміщення решти компонентів почнемо з DD2, оскільки DD2 має найбільшу кількість зв'язків із дисплеєм, тому розташовуємо мікросхему

поруч із дисплеєм, якомога ближче до центру плати. Розмістимо DD2 в позицію P7.

Наступними компонентами, що розміщаються є DA1 і DA2. Ці мікросхеми передають або приймають сигнал до/від котушок, що під'єднані до контактних майданчиків в позиції P16, тому важливо розмістити мікросхеми якомога ближче до цих майданчиків, щоб сигнал від/до мікросхем не спотворювався. Розташування цих елементів по відношенню до мікросхеми DD2 не є таким важливим, оскільки спотворення по відношенню до вже підсиленого сигналу з мікросхем DA1 і DA2 буде нехтовно малим. Тому DA1 розмісимо в позиції P11, а DA2 – в позиції P12.

Наступним компонентом, що розміщається, є DD1. Оскільки цей компонент має зв'язок з DD2, при чому цей зв'язок є інтерфейсом I2C, що є дуже чутливим до завад. Тому необхідно, щоб довжина провідників від DD1 до DD2 була мінімальною, тобто DD1 має бути якомога ближче до DD2. Розмістимо DD1 в позиції P6.

DA6 безпосередньо пов'язаний із роз'ємом XP4, тому розміщаємо цей компонент якомога ближче до XP4 – в позицію P10.

DA3 є стабілізатором напруги для DD1, DD2, тому довжина провідників від стабілізатора до мікросхем має бути мінімальною, щоб не створювати додаткового падіння напруги на лінії живлення, а також щоб зменшити вплив електромагнітних завад. Виходячи з цього, розмістимо DA3 в позиції P5.

Оскільки DA4 є стабілізатором напруги для DA2, то встановлюємо DA4 якомога ближче до DA2 за тим же критерієм в позицію P14.

Аналогічно встановлюємо DA5 якомога ближче до DA1 в позицію P15.

Результат розташування наведений на рисунку 3.3.

Усі інші дискретні компоненти розташовувались на вільних місцях ДП.

Усі конденсатори, що виконують роль фільтрувальних, було розташовано якомога ближче до відповідних контактів мікросхем. У випадку з мікроконтролером DD2 використовувався наступний підхід: створення

					<i>ДК51.467746.001 ПЗ</i>	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		64

перехідного отвору, на який з 3 шару поступає напруга живлення. На верхньому шарі цей перехідний отвір з'єднується з контактним майданчиком виводу мікросхеми і конденсатором, який надалі під'єднувався до землі через перехідний отвір. Таким чином виникає ізолювана від загального живлення ділянка, на якій конденсатор запобігав проходженню шумів до контакту живлення мікросхеми.

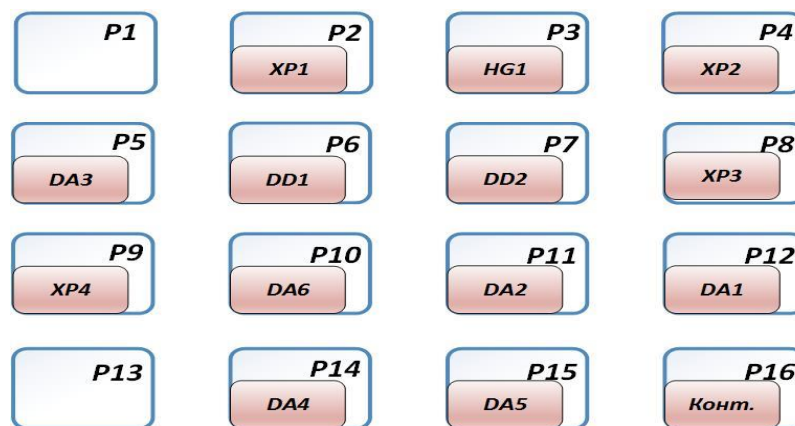


Рисунок 3.3 - Результат розташування елементів у монтажному просторі

Застосування такого розміщення компонентів дозволяє отримати більш оптимальні зв'язки між компонентами, що забезпечує мінімальну сумарну довжину всіх провідників і збільшує надійність та завадостійкість. Також варто зазначити, що мікросхеми необхідно розташовувати не близько одна до одної в монтажному просторі, оскільки вони мають велику кількість дискретних компонентів навколо себе, які також необхідно буде розмістити на платі при трасуванні.

Перехідні отвори на ДП є наскрізними, оскільки більшість підприємств із виготовлення ДП не мають технології виготовлення перехідних отворів з одного шару на інший. Цей фактор враховувався при трасуванні ДП.

Трасування ДП виконувалося вручну, з урахуванням всіх вище сказаних вимог, без застосування автоматичного трасування у САПР.

3.5 Проектування друкованої плати у середовищі Altium Designer

Altium Designer – це система, що дозволяє реалізувати проекти електронних пристроїв на рівні схеми або програмного коду з можливістю в майбутньому передавати інформацію проектувальнику ПЛІС або друкованих плат. Відмінністю програми є проектна структура і наскрізна цілісність ведення розробки на різних рівнях проектування.

Програма AD дозволяє цілком спроектувати друкований вузол і згенерувати всі необхідні файли для його виробництва, а також згенерувати вихідну документацію в автоматичному режим.

В ході проектування друкованого вузлу були використані такі компоненти AD: редактор бібліотеки УГП, редактор футпрінтів для компонентів, редактор схем, редактор друкованої плати (з автотрасувальником).

Створення проекту друкованої плати. PCB Project – це набір документів, необхідний для виготовлення друкованої плати, данні якої призначені для рішення однієї конструктивно-закінченої задачі. Документи представляють собою файли різни типів, котрі можуть додаватися в проект. Редагування документів виконується редактором, причому назва редактора співпадає з типом документу.

Створення бібліотеки компонентів. AD має готові бібліотеки компонентів. Але використання даних бібліотек є неоптимальним у зв'язку з недоліком - УГП компонентів не відповідає ГОСТ. Тому було створено бібліотеку УГП для схеми відповідно стандартам.

Створення посадкових місць і 3Д моделей для компонентів. Наступним кроком після бібліотеки УГП є створення посадкових місць для компонентів. Для цього можна в редакторі власноруч малювати посадкові майданчики для компонентів. Також можна використати вбудований в середовище AD Footprint Wizard. В ньому ми можемо задати всі необхідні параметри контактних майданчиків, відстань між ними та їх кількість, щоб згенерувати необхідний

футпринт для компонента. Також в доступі є футпринти для елементів (особливо мікросхем) від виробників. 3Д моделі також можна згенерувати в Altium, а можна завантажити .step модель для елемента, якої вже буде згенерована 3Д модель для компонента.

Створення схеми електричної принципової. В загальному випадку представляє собою послідовне розміщення і з'єднання на листі електричних і графічних об'єктів.

Створення трасування друкованої плати. Створення файлу плати може бути виконано вручну. Для розробки плати ми повинні перенести всі компоненти із схеми в простір майбутньої ДП, при чому зв'язки між компонентами зберігаються. Потім розмістити в залежності від розрахунку компоненти на платі. Наступним кроком є трасування ДП. Трасування може бути виконано як вручну, так і в автоматичному режимі за допомогою опції AutoRoute. Але попередньо ми повинні задати правила, де вказати мінімальні і максимальну ширину провідників, мінімальний і максимальний діаметр отворів, мінімальну відстань між компонентами, діаметр контактних майданчиків для отворів, а також ряд інших, які в ході проектування не використовувалися і залишалися за замовчуванням. В AD автоматичне трасування окремих елементів дає не дуже задовільний результат, так як немає можливості налаштування її алгоритму, який може бути вказаний тільки для трасування всієї плати.

Висновок до розділу

В даному розділі був здійснений вибір типу та матеріалу ДП, на якій надалі будуть розміщуватись елементи. Вибір виконувався із урахуванням передових технологій виготовлення ДП. В результаті вибрано 4-шарову ДП, що виконана з матеріалу FR4-2-35-1.5. Матеріал FR4-2-35-1.5 є досить розповсюдженим, також має ряд технологічних характеристик, що робить його доцільним для застосування при виготовленні даного пристрою. Плата буде виготовлена комбінованим позитивним методом.

					<i>ДК51.467746.001 ПЗ</i>	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		67

Також для проектування ДП був вибраний 4-ий клас точності, тому що він забезпечує хорошу щільність розташування компонентів, при цьому не потребуючи для виготовлення надточного обладнання, спеціальних умов та матеріалів.

Здійснено розташування компонентів у монтажному просторі. Виходячи з початкових умов, розташування компонентів відбувалось послідовно. Компоненти такі як кнопки, дисплей, роз'єми були розташовані в заздалегідь передбачених місцях, виходячи із їх функціонального призначення. Мікроконтролер всередині ДП для подальшого розташування зв'язаних компонентів з ним навколо нього. Основна кількість сигнальних провідників розташована на верхньому шарі. Провідники живлення розташовувались на третьому шарі. Другий шар повністю відведений під загальну землю пристрою. Це виконано для екранування провідників живлення від сигнальних. Мікросхеми перетворення живлення розташовувались поруч із функціонально пов'язаними компонентами.

Усі фільтрувальні конденсатори було вирішено розміщувати якомога ближче до контактів живлення відповідних елементів. Розміщення самих елементів виконувалось за алгоритмом якомога меншої довжини та максимально прямого розміщення провідників між компонентами. В результаті можна зробити висновок, що фінальне розміщення компонентів та трасування є вдалим.

					<i>ДК51.467746.001 ПЗ</i>	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		68

РОЗДІЛ 4 РОЗРАХУНКИ, ЩО ПІДТВЕРДЖУЮТЬ ПРАВИЛЬНІСТЬ КОНСТРУКТОРСЬКОГО РІШЕННЯ

4.1 Конструкторсько-технологічний розрахунок елементів ДМ

Розрахунки виконують по методиці згідно з ГОСТ 23751-86.

Визначення мінімальної ширини друкованого провідника по постійному струму для ланцюгів живлення та землі. Розрахуємо мінімальну ширину друкованого провідника ланцюгів живлення і землі за формулою [40]:

$$b_{minI} = \frac{I_{max}}{j_{доп} * t_{пров}}, \quad (4.1)$$

де: I_{max} – максимально можливий струм у ланцюгу, $j_{доп}$ – допустима щільність струму друкованого провідника, що виготовлений комбінованим позитивним методом, $j_{доп}=4.8 \text{ А/мм}^2$, $t_{пров}$ – товщина друкованого провідника, що визначається виразом [40]:

$$t_{пров} = h_{ф} + h_{гм} + h_{хм}, \quad (4.2)$$

де: $h_{ф}$ – товщина фольги матеріалу $h_{ф}=0.035 \text{ мм}$, $h_{гм}$ – товщина гальванічно осадженої міді $h_{гм}=0.055 \text{ мм}$, $h_{хм}$ – товщина шару хімічно осадженої міді $h_{хм}=0.0065 \text{ мм}$. В нашому випадку:

$$t_{пров} = h_{ф} + h_{гм} + h_{хм} = 0.035 + 0.055 + 0.0065 = 0.0965 \text{ (мм)}$$

Параметр I_{max} визначається як сума максимальних струмів, що споживають активні елементи схеми. В даному випадку максимальний струм визначають мікросхеми і він дорівнює 195,4 мА (Таблиця 4.1). Значення споживаних струмів для мікросхем бралися близькими до максимальних, щоб врахувати найгірший випадок функціонування схеми.

Таблиця 4.1 - Струми, що споживаються мікросхемами

	I _{спож} (max)/на канал	К-сть каналів	К-сть мікросхем	I _{спож}
MCP6022-E/SN	1,35 мА	2	1	2,7 мА
IRF7105	100 мА	1	1	100 мА
AT24C08	5 мА	1	1	5 мА
LD1117S33	5 мА	1	2	10 мА
LD1117S50	5 мА	1	1	5 мА
MC34119/SO	2,7 мА	1	1	2,7 мА
STM32F407VG	50 мА	1	1	50 мА
LCM-S01602DTR/A	20 мА	1	1	20 мА
			I_{max}, мА	195,4

Отже, мінімальна ширина друкованого провідника на постійному струмі для ланцюгів живлення і землі:

$$b_{minI} = \frac{I_{max}}{j_{доп} * t_{пров}} = \frac{0.1954}{4.8 * 0.0965} = 0.42 \text{ (мм)}.$$

Найближчим до цього значення із номінального ряду є ширина провідника 0,5 мм. Тому на друкованій платі провідники землі і живлення будемо робити шириною 0,5 мм, що створить певний запас по максимальному струму, який може протікати через провідник.

Визначення мінімальної ширини провідника з урахуванням допустимого падіння напруги на ньому. Визначається виразом [40]:

$$b_{minU} = \frac{\rho * I_{max} * L_{пров}}{t_{пров} * U_{доп}} \quad (4.3)$$

де: ρ - питомий опір провідника, виготовленого комбінованим позитивним методом, $\rho=0.0175 \text{ Ом*мм}^2/\text{м}$, $L_{пров}$ – довжина найдовшого друкованого провідника на друкованій платі $L_{пров}=0.122 \text{ м}$, $U_{доп}$ – допустиме падіння напруги на друкованому провіднику $U_{доп}=0.05 * U_{жив}=0.05 * 3.3 \text{ В}=0.165 \text{ В}$ (значення $U_{жив}$

вибираємо рівним 3,3 В оскільки провідник найбільшої довжини є лінія живлення з напругою 3.3 В), $t_{\text{пров}}$ – товщина друкованого провідника ($t_{\text{пров}}=0.0965$ мм), I_{max} – максимально можливий струм у ланцюгу ($I_{\text{max}}=195.4 \cdot 10^{-3}$ А).

Отже,

$$b_{\min U} = \frac{\rho * I_{\max} * L_{\text{пров}}}{t_{\text{пров}} * U_{\text{доп}}} = \frac{0.0175 * 195.4 * 10^{-3} * 0.122}{0.0965 * 0.165} = 0.026 \text{ (мм)}.$$

Така мінімально допустима ширина провідника цілком задовольняє вибраній ширині провідників для живлення рівній 0.5 мм.

Визначення номінального діаметру монтажного отвору

Визначимо діаметри монтажних отворів для дисплею LCM-S01602DTR та роз'ємів PLS-2 та JST B3B-PH-K (решта роз'ємів мають діаметри отворів такі як в PLS-2 або JST B3B-PH-K).

Цю величину візьмемо із креслень на дисплей LCM-S01602DTR та роз'єми PLS-2, JST B3B-PH-K. Діаметри монтажних отворів рівні 1.2 мм, 1 мм та 0.7 мм відповідно. Вони також задовольняють формулі [40]:

$$d \geq d_{\text{ве}} + \Delta d_{\text{мо}} + r, \quad (4.4)$$

де: $d_{\text{ве}}$ - діаметр виводу елемента, для якого визначається діаметр монтажного отвору: 0.9 мм для LCM-S01602DTR, 0.7 мм для PLS-2, 0.5 мм для JST B3B-PH-K; $\Delta d_{\text{мо}}$ - нижнє граничне відхилення від номінального діаметру МО, $\Delta d_{\text{мо}}=0.1$ мм; r - різниця між мінімальним діаметром МО та максимальним діаметром виводу елементу $r=0.1..0.2$ мм.

Отже, маємо:

$$d_{\text{LCM-S01602DTR}} = 0.9 + 0.1 + 0.2 = 1.2 \text{ (мм)} ;$$

$$d_{\text{PLS-2}} = 0.7 + 0.1 + 0.2 = 1 \text{ (мм)} ;$$

$$d_{JST\ B3B-PH-K} = 0.5 + 0.1 + 0.1 = 0.7 \text{ (мм)}.$$

Вираз 4.4 для всі типів монтажних отворів виконується, отже діаметри монтажних отворів вибрані правильно.

Визначення діаметра контактної площини

Діаметр контактної площини визначається за формулою [40]:

$$D_{min} = D_{min1} + 1.5h_{\phi} + 0.03, \quad (4.5)$$

де: D_{min1} – мінімальний ефективний діаметр контактного майданчика;
 h_{ϕ} – товщина мідної фольги ($h_{\phi} = 0.035$ мм).

$$D_{min1} = 2 \left(b_{по} + \frac{d_{max}}{2} + \delta_o + \delta_{км} \right), \quad (4.6)$$

де: d_{max} – максимальний діаметр просвердленого отвору в ДП, $b_{по} = 0.05$ мм – ширина пояска КМ для 4-го класу точності, $\delta_o = 0.07$ мм – похибка розташування центру отвору відносно вузла КС для 4-го класу точності, $\delta_{км} = 0.05$ мм – похибка розташування центру КМ відносно вузлу КС для 4-го класу точності.

Максимальний діаметр просвердленого отвору ДП [40]:

$$d_{max} = d + \Delta d + (0.1 \dots 0.15) \quad (4.7)$$

де d – діаметр просвердленого отвору;

Δd – відхилення від номінального діаметру отвору, $\Delta d = 0.05$ мм;

Отже, проведемо розрахунки за формулами 4.5-4.7 для дисплею LCM-S01602DTR:

$$d_{max} = d + \Delta d + (0.1 \dots 0.15) = 1.2 + 0.05 + 0.15 = 1.4 \text{ (мм)};$$

$$D_{min1} = 2 \left(b_{по} + \frac{d_{max}}{2} + \delta_o + \delta_{км} \right) = 2 \left(0.05 + \frac{1.40}{2} + 0.07 + 0.05 \right) = 1.72 \text{ (мм)};$$

$$D_{min} = D_{min1} + 1.5h_{\phi} + 0.03 = 1.72 + 1.5 * 0.035 + 0.03 = 1.8025 \text{ (мм)};$$

Для роз'ємів PLS-2:

$$d_{max} = d + \Delta d + (0.1 \dots 0.15) = 1 + 0.05 + 0.15 = 1.2 \text{ (мм)};$$

$$D_{min1} = 2 \left(b_{по} + \frac{d_{max}}{2} + \delta_o + \delta_{км} \right) = 2 \left(0.05 + \frac{1.2}{2} + 0.07 + 0.05 \right) = 1.54 \text{ (мм)};$$

$$D_{min} = D_{min1} + 1.5h_{\phi} + 0.03 = 1.54 + 1.5 * 0.035 + 0.03 = 1.6225 \text{ (мм)};$$

Для роз'ємів JST В3В-РН-К:

$$d_{max} = d + \Delta d + (0.1 \dots 0.15) = 0.7 + 0.05 + 0.15 = 0.9 \text{ (мм)};$$

$$D_{min1} = 2 \left(b_{по} + \frac{d_{max}}{2} + \delta_o + \delta_{км} \right) = 2 \left(0.05 + \frac{0.9}{2} + 0.07 + 0.05 \right) = 1.24 \text{ (мм)};$$

$$D_{min} = D_{min1} + 1.5h_{\phi} + 0.03 = 1.24 + 1.5 * 0.035 + 0.03 = 1.3225 \text{ (мм)};$$

Максимальний діаметр отвору для дисплею LCM-S01602DTR:

$$D_{max} = D_{min} + 0.02 = 1.8025 + 0.02 = 1.8225 \text{ (мм)} \quad (4.8)$$

Максимальний діаметр отвору для роз'єму PLS-2:

$$D_{max} = D_{min} + 0.02 = 1.6225 + 0.02 = 1.6425 \text{ (мм)};$$

Максимальний діаметр отвору для роз'єму JST В3В-РН-К:

$$D_{max} = D_{min} + 0.02 = 1.3225 + 0.02 = 1.3425 \text{ (мм)};$$

Визначення мінімальної ширини провідника

Мінімальна ширина провідника визначається за формулою [40]:

$$b_{min} = b_{пр}^r + 1.5 * h_{\phi} + 0.03; \quad (4.9)$$

де: $b_{пр}^r$ – мінімальна ширина провідника для обраного класу точності – в нашому випадку $b_{пр}^r = 0.15$ мм для четвертого класу точності згідно таблиці 3.1.

					ДК51.467746.001 ПЗ	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		73

Отже:

$$b_{min} = b_{пр}^r + 1.5 * h_{\phi} + 0.03 = 0.15 + 1.5 * 0.035 + 0.03 = 0.23 \text{ (мм)}.$$

Максимальна ширина провідника [40]:

$$\begin{aligned} b_{max} &= b_{min} + 0,02, \\ b_{max} &= b_{min} + 0,02 = 0.23 + 0,02 = 0,25 \text{ (мм)}. \end{aligned} \quad (4.10)$$

Визначення мінімальної відстані між провідником та контактною площиною

Мінімальна відстань між провідником та контактною площиною визначається за формулою [40]:

$$l_{ПКМ min} = L_0 - \left(\frac{D_{max}}{2} + \delta_{км} + \frac{b_{max}}{2} + \delta_{сп} \right), \quad (4.11)$$

де: L_0 – відстань між центрами отворів та друкованим провідником, які кратні кроку КС, $L_0=1.25$ мм (найгірший випадок); D_{max} – максимальний діаметр КМ;

b_{max} – максимальна ширина провідника; $\delta_{км}$ – похибка розташування центра КМ відносно вузла КС, $\delta_{км}=0.05$; $\delta_{сп}$ – похибка, яка враховує зміщення провідника, $\delta_{сп}=0.05$ мм;

Отже, розрахуємо мінімальну відстань між провідником і контактною площиною за формулою 4.11:

$$\begin{aligned} l_{ПКМ min} &= L_0 - \left(\frac{D_{max}}{2} + \delta_{км} + \frac{b_{max}}{2} + \delta_{сп} \right) = \\ &= 1.25 - \left(\frac{1.6925}{2} + 0.05 + \frac{0.25}{2} + 0.05 \right) = 0.18 \text{ (мм)}. \end{aligned}$$

Визначення мінімальної відстані між двома сусідніми провідниками (між краями провідників)

Мінімальна відстань між двома сусідніми провідниками (між краями провідників) розраховується за формулою [40]:

$$l_{\text{пп min}} = L_0 - (b_{\text{max}} + 2 \cdot \delta_{\text{сп}}), \quad (4.12)$$
$$l_{\text{пп min}} = L_0 - (b_{\text{max}} + 2 \cdot \delta_{\text{сп}}) = 1.25 - (0.25 + 2 \cdot 0.05) = 0.9 \text{ (мм)}.$$

Визначення мінімальної відстані між двома контактними площинами

Мінімальна відстань між двома контактними площинами розраховується за формулою [40]:

$$l_{\text{min KM KM}} = L_{01} - (D_{\text{max}} + 2 \cdot \delta_{\text{KM}}), \quad (4.13)$$

де: L_{01} - відстань між центрами сусідніх контактних площин, $L_{01}=2,5$ мм.

$$l_{\text{min KM KM}} = L_{01} - (D_{\text{max}} + 2 \cdot \delta_{\text{KM}}) = 2.5 - (1.6925 + 2 \cdot 0.05) = 0.7 \text{ мм}.$$

Отримане значення задовольняє 4-ий клас точності. – як бачимо, між двома КМ можна провести друкований провідник 3-го класу точності друкованого монтажу. Отже, розрахунки виконані вірно.

4.2 Електричний розрахунок друкованої плати

Зі зменшенням геометричних розмірів конструктивних елементів та зі збільшенням щільності їх розташування між сигнальними провідниками виникає ємнісний та індуктивний зв'язок. При перемиканні елементів по сигнальним ланцюгам протікають високочастотні імпульсні струми з крутими фронтами, які внаслідок наявності паразитних зв'язків наводять на сусідніх сигнальних провідниках перешкоди. Останні при певних умовах викликають помилкове спрацювання дискретних елементів. Необхідно, щоб значення перешкод не перевищували допустимої межі.

					<i>ДК51.467746.001 ПЗ</i>	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		75

Розрахунок виконується за умов, що плата виготовлена комбінованим позитивним методом [42], згідно ГОСТ Р 50621-93.

Визначення падіння напруги на найдовшому друкованому провіднику

Падіння напруги на друкованому провіднику визначається за формулою [40]:

$$U_{\text{пад}} = \frac{\rho \cdot I_{\text{max}} \cdot l_{\text{пр}}}{b_{\text{пр}} \cdot t_{\text{пр}}}, \quad (4.14)$$

де: ρ - питомий об'ємний опір для комбінованого позитивного методу виготовлення ДП, $\rho = 0,0175 \frac{\text{Ом} \cdot \text{мм}^2}{\text{м}}$, $l_{\text{пр}}$ - максимальна довжин друкованого провідника, $l_{\text{пр}} = 0,122 \text{ м}$, $t_{\text{пр}}$ - товщина провідника, $t_{\text{пр}} = 0,0965 \text{ мм}$, I_{max} - струм в провіднику, $I_{\text{max}} = 195,4 \cdot 10^{-3} \text{ А}$ (оскільки це провідник живлення, то через нього течуть всі струми що споживаються схемою), $b_{\text{пр}}$ — ширина провідника живлення, $b_{\text{пр}} = 0,5 \text{ мм}$.

$$U_{\text{пад}} = \frac{\rho \cdot I_{\text{max}} \cdot l_{\text{пр}}}{b_{\text{пр}} \cdot t_{\text{пр}}} = \frac{0,0175 \cdot 195,4 \cdot 10^{-3} \cdot 0,122}{0,5 \cdot 0,0965} = 8,65 \text{ (мВ)}.$$

Розраховане падіння напруги не перевищує 5% від напруги живлення усередині схеми, що становить 165 мВ при напрузі живлення рівній 3.3 В. Отже, ширина провідника повністю задовольняє вимоги максимально допустимого падіння напруги на одиницю довжини провідника.

Визначення потужності втрат друкованої плати

Друкована плата складається з 4-ох провідних шарів. Ємність ДП виникатиме між кожним із провідних шарів. При чому використання саме 4-ох шарів у конфігурації, коли шар живлення і землі (Шар 3 і Шар 2 відповідно) знаходяться між двох сигнальних шарів (Шар 1 і Шар 4), призводить до того, що ємність існує лише між сусідніми шарами. Схематично це зображено на рисунку 4.1.

					ДК51.467746.001 ПЗ	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		76

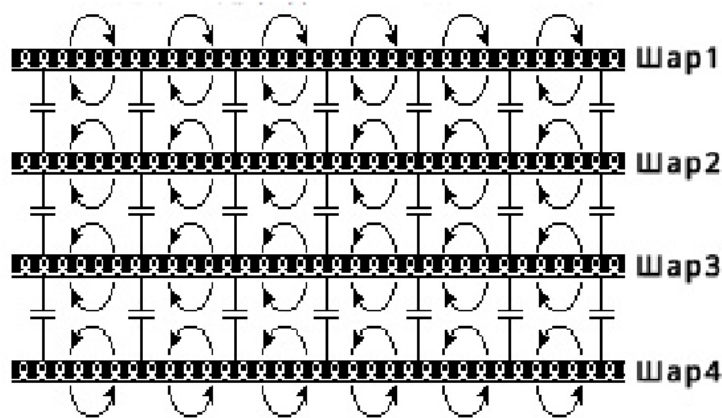


Рисунок 4.1 - Взаємозв'язки між паралельними провідними шарами

Виходячи із вищесказаного, необхідно для кожної пари сусідніх шарів рахувати ємність окремо.

Потужність втрат визначається за формулою [40]:

$$P_{\text{пот}} = 2\pi f * C * E_n^2 * tg\sigma, \quad (4.15)$$

де: $f = 1$ Гц, тому що розрахунок ведеться на постійному струмі (таке припущення зроблено, виходячи з того, що основна частина схеми працює саме на постійному струмі, лише декілька сигнальних провідників працюють на частоті тактування мікроконтролера, або ж на частоті генерування і отримання даних, але сумарний вклад цих провідників у загальну потужність втрат буде нехтовно малим); $tg\sigma$ – тангенс кута діелектричних втрат; E_n – напруга живлення, $E_n = 7,4$ В (вибрана з міркувань того, що решта напруг живлення, що присутні в схемі, є менші за значенням, тому вибір для розрахунків максимального значення дасть найгірший можливий випадок); C – ємність друкованої плати, що розраховується за формулою [40]:

$$C = \frac{0,009 \cdot \varepsilon \cdot S_m}{h}, \quad (4.16)$$

де: ε - діелектрична проникність матеріалу плати, $\varepsilon = 4,5$ для FR4 [39] (не враховуємо вплив покриття плати лаком на діелектричну проникність,

оскільки ємність друкованої плати апроксимується моделлю плоского конденсатора, а тому діелектриком буде лише матеріал ДП); S_m – площа металізації; h - товщина друкованої плати.

Порахуємо ємність ДП для кожної пари сусідніх шарів.

Ємність між шаром 1 і шаром 2:

площа металізації $S_{m1-2} = 14013,946 \text{ мм}^2$, товщина друкованої плати між шаром 1 і шаром 2 $h = 0,45 \text{ мм}$.

$$C_{1-2} = \frac{0,009 \cdot \epsilon \cdot S_m}{h} = \frac{0,009 \cdot 4,5 \cdot 14013,946}{0,45} = 1.26 \text{ (нФ)} ;$$

Ємність між шаром 2 і шаром 3:

площа металізації $S_{m2-3} = 19319,129 \text{ мм}^2$, товщина друкованої плати між шаром 2 і шаром 3 - $h = 0,45 \text{ мм}$.

$$C_{2-3} = \frac{0,009 \cdot \epsilon \cdot S_m}{h} = \frac{0,009 \cdot 4,5 \cdot 19319,129}{0,45} = 1.74 \text{ (нФ)} ;$$

Ємність між шаром 3 і шаром 4:

площа металізації $S_{m3-4} = 19278,735 \text{ мм}^2$, товщина друкованої плати між шаром 3 і шаром 4 - $h = 0,45 \text{ мм}$.

$$C_{3-4} = \frac{0,009 \cdot \epsilon \cdot S_m}{h} = \frac{0,009 \cdot 4,5 \cdot 19278,735}{0,45} = 1.73 \text{ (нФ)} .$$

Сумарна ємність для розрахунку потужності втрат ДП буде розраховуватися як послідовна комбінація ємностей між кожними сусідніми шарами за формулою:

$$C_{tot} = \frac{C_{1-2} \cdot C_{2-3} \cdot C_{3-4}}{C_{1-2} \cdot C_{3-4} + C_{1-2} \cdot C_{2-3} + C_{2-3} \cdot C_{3-4}} , \quad (4.17)$$

де C_{tot} – сумарна ємність.

$$C_{tot} = \frac{1.26 * 1.74 * 1.73}{(1.26 * 1.73) + (1.26 * 1.74) + (1.74 * 1.73)} = 513,77 \text{ (пФ)}.$$

ДП покривається шаром лаку, тому необхідно також враховувати вплив шару лаку на $tg\sigma$ матеріалу ДП. У цьому випадку $tg\sigma$ потрібно розраховувати за формулою [40]:

$$tg\sigma = \frac{\varepsilon_{лаку} * h_{матеріал_дп} * tg\sigma_{матеріал_дп} + 2 * \varepsilon_{матеріал_дп} * h_{шар\ лаку} * tg\sigma_{лаку}}{2 * \varepsilon_{матеріал_дп} * h_{шар\ лаку} + \varepsilon_{лаку} * h_{матеріал_дп}}, \quad (4.18)$$

де: $h_{шар\ лаку}$ – товщина одного шару лаку ($5 * 10^{-6}$ м); $\varepsilon_{лаку}$ – діелектрична проникність лаку УР-231; $\varepsilon_{лаку} = 4,5$ [43]; $h_{матеріал_дп}$ – товщина плати, $h_{матеріал_дп} = 0,0015$ м; $tg\sigma_{матеріал_дп}$ – тангенс кута діелектричних втрат матеріалу плати, $tg\sigma_{матеріал_дп} = 0,021$ [39]; $\varepsilon_{матеріал_дп}$ – діелектрична проникність матеріалу плати; $\varepsilon_{матеріал_дп} = 4,5$ [39]; $tg\sigma_{лаку}$ – тангенс кута діелектричних втрат лаку, $tg\sigma_{лаку} = 0,030$ [43].

$$\begin{aligned} tg\sigma &= \frac{\varepsilon_{лаку} * h_{матеріал_дп} * tg\sigma_{матеріал_дп} + 2 * \varepsilon_{матеріал_дп} * h_{шар\ лаку} * tg\sigma_{лаку}}{2 * \varepsilon_{матеріал_дп} * h_{шар\ лаку} + \varepsilon_{лаку} * h_{матеріал_дп}} = \\ &= \frac{4,5 * 0,0015 * 0,021 + 2 * 4,5 * 0,000005 * 0,03}{2 * 4,5 * 0,000005 + 4,5 * 0,0015} = 0,02106 \end{aligned}$$

Потужність втрат друкованої плати буде дорівнювати:

$$\begin{aligned} P_{пот} &= 2\pi f * C_{tot} * E_n^2 * tg\sigma = 2 * 3,14 * 1 * 513,77 * 10^{-12} * 7,4^2 * 0,02106 = \\ &= 3,722 \text{ нВт}. \end{aligned}$$

Визначення ємності між двома сусідніми провідниками, які розташовуються на одній стороні ДП та мають однакову ширину
Обрахуємо за формулою:

$$C = 0.12 * \varepsilon * l_{пр} \left(\lg \frac{2S}{b_{пр} + t_{пр}} \right)^{-1}, \quad (4.19)$$

де: S - відстань між двома паралельними провідниками, ($S = 0.55$ мм); $b_{\text{пр}}$ - ширина друкованого провідника, ($b_{\text{пр}} = 0.2$ мм); $t_{\text{пр}}$ - товщина друкованого провідника, ($t_{\text{пр}} = 0.0965$ мм); $l_{\text{пр}}$ - довжина взаємного перекриття двох паралельних провідників, ($l_{\text{пр}} = 28,7$ мм).

Так як ДП покривається шаром лаку, необхідно це врахувати шляхом обчислення діелектричної проникності ε (в даному випадку шар лаку потрібно враховувати, тому що діелектриком між обкладками паразитної ємності виступають матеріал ДП і шар лаку) за формулою [40]:

$$\varepsilon = \frac{\varepsilon_{\text{матеріал_дп}} * \varepsilon_{\text{лаку}} * (h_{\text{матеріал_дп}} + 2h_{\text{шар лаку}})}{h_{\text{матеріал_дп}} * \varepsilon_{\text{лаку}} + 2h_{\text{шар лаку}} * \varepsilon_{\text{матеріал_дп}}}, \quad (4.20)$$

де: $h_{\text{шар лаку}}$ - товщина одного шару лаку ($5 \cdot 10^{-6}$ м); $\varepsilon_{\text{лаку}}$ - діелектрична проникність лаку УР-231, $\varepsilon_{\text{лаку}} = 4,5$ [43]; $h_{\text{матеріал_дп}}$ - товщина плати, $h_{\text{матеріал_дп}} = 0,0015$ м; $\varepsilon_{\text{матеріал_дп}}$ - діелектрична проникність матеріалу плати, $\varepsilon_{\text{матеріал_дп}} = 4,5$ [39].

$$\varepsilon = \frac{4,5 * 4,5 * (0,0015 + 2 * 0,000005)}{0,0015 * 4,5 + 2 * 0,000005 * 4,5} = 4,5$$

$$C = 0,12 * \varepsilon * l_{\text{пр}} \left(\lg \frac{2S}{b_{\text{пр}} + t_{\text{пр}}} \right)^{-1} = 0,12 * 4,5 * 28,7 * \left(\lg \frac{2 * 0.55}{0.2 + 0.0965} \right)^{-1} = 15,498 * (\lg(3,71))^{-1} = 27,22 \text{ (пФ)}.$$

Визначення взаємної індуктивності двох паралельних провідників однакової довжини

Визначимо взаємну індуктивність двох паралельних провідників однакової довжини за формулою [40]:

$$M = 0,02 \left(l_{\text{пр}} * \lg \frac{\sqrt{l_{\text{пр}}^2 + L_0^2} + l_{\text{пр}}}{L_0} - \sqrt{l_{\text{пр}}^2 + L_0^2} + L_0 \right), \quad (4.21)$$

де: $l_{\text{пр}}$ – довжина перекриття паралельних провідників, ($l_{\text{пр}} = 2,87$ см);
 L_0 – відстань між вісьовими лініями двох паралельних провідників,
($L_0 = 0,01$ см).

$$M = 0,02 \left(l_{\text{пр}} * \lg \frac{\sqrt{l_{\text{пр}}^2 + L_0^2} + l_{\text{пр}}}{L_0} - \sqrt{l_{\text{пр}}^2 + L_0^2} + L_0 \right) =$$

$$= 0,02 \left(2,87 * \lg \frac{\sqrt{8,2369 + 0,0001} + 2,87}{0,01} - \sqrt{8,2369 + 0,0001} + 0,01 \right) = 0,101 \text{ (нГн)}.$$

В результаті отримали значення падіння напруги на найдовшому провіднику рівним 8,65 мВ, що допустимо, оскільки входить в діапазон 5% від напруги живлення, що допускається стандартом.

Потужність втрат друкованої плати рівна 3,722 нВт, що є нехтовно малою величиною, і можна стверджувати, що робота схеми ніяк не вплине на функціонування друкованого вузлу, а також можна стверджувати, що даний матеріал друкованої плати (FR4) цілком підходить для її виготовлення, оскільки розсіюватиме дуже малу потужність втрат.

Отримані значення паразитної ємності ($C = 27,22$ пФ) та взаємної індуктивності ($M = 101$ пГн) дозволяють стверджувати, що на працездатність схеми вони не впливають, оскільки частота роботи схеми порядку декількох десятків кГц, а на такій частоті дані ємність та індуктивність ніякого ефекту на роботу схеми не матимуть, оскільки їх еквівалентний опір буде дуже великим, що еквівалентно розриву на такій частоті.

4.3 Розрахунок надійності друкованого вузла

За означенням ГОСТ 27.002 – 83, надійність – це властивість об'єкту зберігати на протязі певного часу установлені значення певних параметрів, які характеризують можливість виконувати потрібні функції в заданих режимах і умовах експлуатації, технічного обслуговування, ремонтів, збереження і транспортування.

Надійність друкованого вузлу визначається надійністю всіх елементів, що встановлюються на ДП, власне самою ДП та пайкою елементів. Відмова одного чи декількох елементів веде до відмови всієї складної ЕОА, при чому ці елементи фактично є невідновлюваними.

Основними показниками та характеристиками надійності є [44]:

- $P(t)$ – імовірність безвідмовної роботи;
- $\lambda(t)$ – інтенсивність відмов;
- T – середній час напрацювання до першої відмови;
- $Q(t)$ – імовірність відмови.

Інтенсивність відмов електрорадіоелементів являється експериментальною величиною і залежить від ряду факторів – температури навколишнього середовища, теплових ударів, вологості, режиму роботи і т.д.

Важлива характеристика надійності - середній час безвідмовної роботи визначається:

$$T_{\text{cp}} = \frac{1}{\lambda}, \quad (4.22)$$

Інтенсивність відмов ЕРЕ є їх вихідною характеристикою надійності, залежить від режиму роботи та ступеню тяжкості таких зовнішніх впливів, як температура, тепловий удар, вологість, вібрації і т.д.

Тоді можна записати

$$\lambda_e = \lambda_{\text{oe}} \cdot K_1 \cdot K_2 \cdot \dots \cdot K_n, \quad (4.23)$$

де: λ_{oe} - інтенсивність відмов елементу при нормальних умовах роботи (температура навколишнього середовища $T_{навк.ср}^o = 20 \pm 5^oC$, відносна вологість $65 \pm 15\%$); коефіцієнт електричного навантаження $K_n = 1$, K_1 , K_2 , K_n - поправочні коефіцієнти, що враховують режими роботи та умови експлуатації.

Для врахування впливу режиму роботи на інтенсивність відмов ЕОА вводять коефіцієнт навантаження, що дорівнює відношенню навантаження в робочому режимі до навантаження в номінальному режимі [44]:

$$K_n = \frac{N_{роб}}{N_{ном}}, \quad (4.24)$$

Для розрахунку інтенсивності відмов елемента будемо використовувати базову інтенсивність відмов λ_0 – тобто при нормальних умовах. Ця величина є експериментальною і наведена у довідниках для різних елементів. Будемо використовувати дані із джерела [44]. Також необхідно врахувати режим роботи елементів, температурний режим та зовнішні впливи. Для цього для врахування режиму роботи елемента будемо використовувати коефіцієнт навантаження K_n , для врахування температурного режиму будемо використовувати поправочний коефіцієнт температурного режиму α_t , для врахування зовнішніх впливів - α_e . Останні два також є довідниковими значеннями, тому значення для α_t і α_e будемо використовувати із джерела [45].

Оскільки коефіцієнт навантаження є недовідниковим значенням, тому розрахуємо його для кожного з типів конструктивних елементів. Він визначається як відношення навантаження в робочому режимі до навантаження номінального.

Резистори. Для резисторів K_n визначається за потужністю, що розсіюється на резисторі. Цілком логічно, що найбільша потужність буде виділятися на тому з резисторів, через який протікає струм, а струм, що протікає через резистор, обернено пропорційний його опору (чим більший опір, тим менший струм). Аналізуючи схему електричну принципову, зроблено висновок, що для

розрахунку коефіцієнту навантаження доцільно взяти найменше номінальне значення опору резистора, на якому можливе максимальне падіння напруги. Розглянемо резистор з найменшим номінальним опором на якому можливе максимальне падіння напруги (1 кОм) як найгірший випадок, оскільки для інших, більших опорів коефіцієнт навантаження буде меншим, тому взявши для всіх резисторів коефіцієнт навантаження в найгіршому випадку, ми таким чином отримаємо гірші показники, але це краще для конструкторського розрахунку, оскільки створюватиме певний запас по надійності.

Отже:

$$K_{HR} = \frac{U^2}{R \cdot P_{ном}} = \frac{5^2}{1000 \cdot 0.25} = 0.1, \quad (4.25)$$

де: $R = 1 \text{ кОм}$; $P_{ном} = 0,25 \text{ Вт}$ – номінальна потужність; $U = 5 \text{ В}$ – напруга живлення (максимально можлива на елементі).

Конденсатори. Для конденсаторів коефіцієнт навантаження визначається по напрузі. Розраховуємо для найгіршого випадку для керамічних конденсаторів:

$$K_{HC} = \frac{U_{роб}}{U_{ном}} = \frac{7.4}{25} \approx 0.3, \quad (4.26)$$

де: $U_{роб} = 7,4 \text{ В}$ – напруга живлення (максимально можлива на елементі в ланцюгах живлення); $U_{ном} = 25 \text{ В}$ – номінальна напруга пробою конденсатора.

Для електrolітичного:

$$K_{HC} = \frac{U_{роб}}{U_{ном}} = \frac{7.4}{16} \approx 0.5, \quad (4.27)$$

де: $U_{роб} = 7,4 \text{ В}$ – напруга живлення (максимально можлива на елементі в ланцюгах живлення); $U_{ном} = 16 \text{ В}$ – номінальна напруга пробою конденсатора.

Для діодів: в нашому випадку розраховуватимемо K_n для діодів за струмом, оскільки струми, за яких працюють ці елементи, значно ближчі до максимальних значень прямого струму через діод (195,4 до 1А), ніж у випадку напруги, тому вибираємо гірший випадок:

$$K_{HD} = \frac{I_{роб}}{I_{ном}} = \frac{194,4}{1000} \approx 0.2, \quad (4.28)$$

Транзистори: в нашому випадку максимальний струм через транзистори в схемі буде рівний 20 мА, а номінальний струм транзисторів 100 мА. Оскільки напруга на транзисторі буде порядку напруги живлення – в найгіршому випадку 7.4 В, то потужність розсіювана транзисторами буде малою, тому визначаємо K_H через струми:

$$K_{HT} = \frac{I_{роб}}{I_{ном}} = \frac{20}{100} = 0.2. \quad (4.29)$$

Кварцовий резонатор: вибираємо K_H рівний 0,8, оскільки даний елемент є критично важливим для функціонування мікроконтролера, тому необхідний певний запас по надійності.

Мікросхеми: вибираємо K_H рівний 1, оскільки мікросхеми були вибрані такими, щоб забезпечувати повне функціонування схеми, припускаючи що всі мікросхеми працюють у відповідних режимах при струмах та напругах, що забезпечують стабільне функціонування їх протягом довгого часу як гарантує datasheet на кожному з мікросхем.

Дисплей: вибираємо K_H рівний 0,8, щоб забезпечити запас по надійності для даного елемента, оскільки він є пристроєм індикації.

Решта елементів: для усіх інших елементів вибираємо $K_H = 1$. Інтенсивність відмов друкованої плати визначатимемо як інтенсивність відмов металізованих отворів.

Дані для розрахунку часу напрацювання до першої відмови занесені до Таблиці 4.2. Кліматичне виконання приладу УХЛ1.1, що диктує максимальну температуру роботи в +40 °С, спираючись на цю інформацію обираємо a_t . Даний друкований вузол відноситься до наземної рухомої електрорадіоапаратури, тому вибираємо $\alpha_e = 15$ [45].

В таблиці 4.2:

a_e – поправочний коефіцієнт на вплив зовнішніх впливів (для переносної апаратури $a_e = 15$),

a_t – поправочний температурний коефіцієнт.

					ДК51.467746.001 ПЗ	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		85

Таблиця 4.2 - Показники надійності компонентів друкованого вузла

Компонент	N	$\lambda_{0e} \cdot 10^{-6}, \text{год}^{-1}$	K_H	α_t	α_e	$N\lambda_{0e}K_H\alpha_t\alpha_e \cdot 10^{-6}$
Конденсатори керамічні	39	0,022	0,3	0,4	15	1,5444
Конденсатори електролітичні	5	0,173	0,5	0,2	15	1,2975
Резистори	38	0,044	0,1	0,2	15	0,5016
Потенціометри	1	0,179	1	1	15	2,685
Діоди	10	0,025	0,2	0,9	15	0,675
Транзистори	3	0,044	0,2	0,9	15	0,3564
Кварцовий резонатор	1	0,03	0,8	1	15	0,36
Дисплей	1	0,88	1	1	15	13,2
Перемикачі	7	0,16	1	1	15	16,8
Мікросхеми	8	0,025	1	1,2	15	3,6
Плата друкована	4	0,001	1	1	15	0,06
Друкована плата(мет.отвори)	177	0,000017	1	1	15	0,045135
Контакти роз'ємів	11	0,015	1	1	15	2,475
Пайка виводу	416	0,000069	1	1	15	0,43056
сумарна інтенсивність відмов друкованого вузлу						43,970595

Показники інтенсивності відмов, що наведені в таблиці, дещо завищені, що дозволяє виконати розрахунок для «найгіршого випадку».

Результуюча інтенсивність відмов дорівнює сумі інтенсивності відмов компонентів:

$$\lambda_p = \sum_{i=1}^n \lambda_{pi}, \quad (4.30)$$

де: $\lambda_{pi} = N * \lambda_{0в} * K_H * \alpha_t * \alpha_e$; N – кількість елементів даного типу; $\lambda_{0в}$ – інтенсивність відмов в год^{-1} ; K_H – коефіцієнт навантаження; α_t – поправочний температурний коефіцієнт; α_e – поправочний коефіцієнт на зовнішні впливи.

Сумарна інтенсивність відмов друкованого вузла:

$$\lambda_p = \sum_{i=1}^n \lambda_{pi} = 43,970595 \cdot 10^{-6} \text{ (год}^{-1}\text{)}.$$

Середній час напрацювання на відмову рахується за наступною формулою:

$$T_{cp} = \frac{1}{\lambda_p} \quad (4.31)$$

$$T_{cp} = \frac{1}{43,970595 \cdot 10^{-6}} = 22742,5 \text{ год} \approx 23000 \text{ год}.$$

Середній час напрацювання складає приблизно 2,5 років, що є цілком задовільним результатом. За рік напрацювання (8760 годин) імовірність безвідмовної роботи $P(t)$ та імовірність відмови $Q(t)$ обраховується за формулами:

$$P_{річн}(8760) = e^{-\lambda_p t} = e^{-43,62378 \cdot 10^{-6} \cdot 8760} \approx 0,68. \quad (4.32)$$

$$Q_{річн} = 1 - P_{річн} = 1 - 0,68 = 0,32. \quad (4.33)$$

Залежності імовірності безвідмовної роботи $P(t)$ та відмови $Q(t)$ в діапазоні до 1000000 годин роботи наведені на рисунку 4.2 (для кращої наглядності вісь абсцис взята в логарифмічній шкалі).

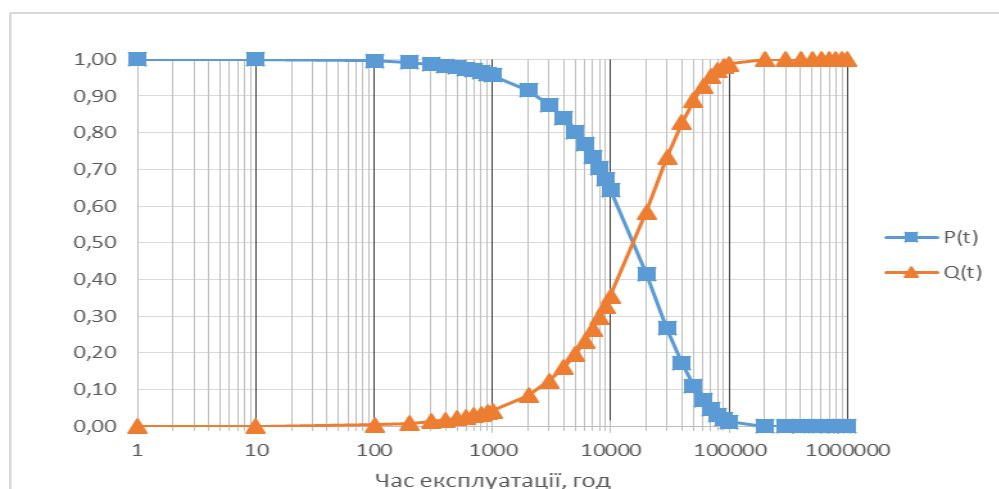


Рисунок 4.2 - Графік залежності ймовірності відмов і безвідмовної роботи ДВ від часу

Рисунок 4.2 показує, що графіки змін характеристик імовірності безвідмовної роботи $P(t)$ та відмови $Q(t)$ мають спільну точку перетину, а отже їх імовірності порівнюються. Це станеться після 16000 годин безвідмовної роботи.

Також варто зауважити, що у рамках даного проекту розраховано показники лише раптових відмов. Розрахунок поступових відмов не передбачений технічним завданням.

Отриманий результат (~23000 год) задовольняє вимогам ТЗ. В схемі не передбачене резервування, оскільки прилад і без цього відповідає вимогам ТЗ (20000 год). Висока надійність приладу досягається за рахунок використання інтегральних схем, оскільки їх рівень інтеграції такий, що забезпечує дуже малу інтенсивність відмов.

Не надто високий результат надійності пов'язаний по-перше, з великою кількістю елементів у схемі, що збільшує кількість паяних з'єднань, що є джерелом відмов. По-друге, використання у схемі роз'ємів, які є джерелом відмов, знижують надійність.

Надійність можна підвищити шляхом використання замість дискретних конденсаторів і резисторів, інтегральних збірок (інтегральні збірки мають інтенсивність відмов на порядок нижче, ніж у дискретних компонентів). Також можна мінімізувати кількість перехідних отворів, що також є джерелом відмов, але дане рішення значно ускладнить процес проектування ДП, а також збільшить габаритні розміри. Ще одним рішенням може бути застосування у схемі резервування (компонентне, схемне), але це ускладнить як схемотехнічні рішення, так і проектування ДП, габарити і масу ДП, а також призведе до збільшення вартості виробу.

4.4 Розрахунок віброміцності друкованого вузла

Для забезпечення віброміцності друкованої плати необхідно виконання наступних вимог [46]:

					ДК51.467746.001 ПЗ	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		88

- відсутність в конструкції механічних резонансів;
- обмеження амплітуди вібропереміщення значеннями, що виключають небезпечні механічні напруження.

Основні параметри склотекстоліту FR-4 [39]:

- тимчасовий опір $\sigma_T = 105$ (МПа);
- модуль Юнга $E = 3,02 \cdot 10^{10}$ (Па);
- коефіцієнт Пуассона $\mu = 0,22$;
- показник затухання $\varepsilon = 0,06$;
- питома вага $\rho_{FR-4} = 2050$ кг/м³;
- питома щільність $\nu = 2,05 \cdot 10^4$ Н/м³;
- коефіцієнт запасу міцності $n_1 = 2$;

Плата пристрою, що проектується, має лінійні розміри a (мм) $\times b$ (мм) $\times h$ (мм) = 100 \times 100 \times 1,5. Маса друкованої плати розраховуватиметься за формулою [46]:

$$m_{\text{ДП}} = \rho * V = \rho_{FR-4} * (a * b * h), \quad (4.34)$$

де $\rho_{FR-4} = 2,05$ г/см³ – густина склотекстоліту FR-4, враховуючи друковані провідники.

$$m_{\text{ДП}} = 2,05 * 10 * 10 * 0,15 = 30,75 \text{ (г)}$$

Розрахунок маси елементів зведено до таблиці 4.3.

Загальна маса елементів які входять до пристрою становить $m_E = 63,204$ грам. Коефіцієнт перенавантаження $n = 8$.

Вибраний тип закріплення друкованої плати – нежорстке спірання на 4 сторони (Рисунок 4.3).

Спірання на 4 сторони



$$\alpha = \pi^2 \cdot \left(1 + \frac{a^2}{b^2}\right)$$

Рисунок 4.3 - Варіанти закріплення друкованої плати

Таблиця 4.3 - Маса елементів друкованої плати

Елемент	Позначення	К-ть	Маса, г	Загальна маса,г
Конденсатори керамічні	0805-X7R	39	0,04	1,56
Конденсатори електролітичні	Radial, Can-SMD	5	0,86	4,3
Мікросхеми	IRF7105	1	0,8	0,8
	MCP6022	1	0,54	0,54
	LD1117S33	2	0,35	0,7
	LD1117S50	1	0,35	0,35
	MC34119D	1	0,54	0,54
	CAT24C08	1	0,54	0,54
	STM32F407VG	1	1,3	1,3
Резистори	SMD 0,25 Вт 0805	35	0,07	2,45
	SMD 0,5 Вт 1206	3	0,09	0,27
Потенціометр	ST-4EB, 0,25 Вт	1	2,83	2,83
Діоди	SMB 403A	3	0,18	0,54
	DO-213AA-2	4	0,14	0,56
	SOD-323-2	2	0,09	0,18
	LED	1	0,05	0,05
Дисплей	LCM-S01602	1	36,5	36,5
Перемикачі	G3B15AB	1	1,69	1,69
	TL3301	6	0,75	4,5
Роз'єми	PLS-2	1	0,1	0,1
	PLS-3	1	0,15	0,15
	PJ-014DH	1	1,65	1,65
	JST B3B-PH-K	1	0,514	0,514
	JST B4B-PH-K	1	0,554	0,554
Транзистори	BC846B	3	0,012	0,036
Загальна маса елементів, г				63,204

Визначення коефіцієнту K_B здійснюється за формулою [46]:

$$K_B = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{m_E}{m_{дп}}}} \quad (4.35)$$

$$K_B = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{63,204}{30,75}}} = 0,572$$

Коефіцієнт α , враховуючи вибраний тип закріплення буде обчислюватися за формулою [46]:

$$\alpha = \pi^2 * \left(1 + \frac{a^2}{b^2}\right) \quad (4.36)$$

$$\alpha = 9,86 * \left(1 + \frac{0,1^2}{0,1^2}\right) = 19,74$$

Визначення циліндричної жорсткості D [46]:

$$D = \frac{E * h^3}{12 * (1 - \mu^2)} \quad (4.37)$$

$$D = \frac{3,02 * 10^{10} * 0,0015^3}{12 * (1 - 0,22^2)} = 8,93 \text{ (Н·м)}$$

Визначення власної частоти коливань друкованої плати $f_{\text{влас}}$ за формулою [46]:

$$f_{\text{влас}} = \frac{K_B * \alpha}{2 * \pi * a^2} * \sqrt{\frac{D * g}{v * h}} \quad (4.38)$$

$$f_{\text{влас}} = \frac{0,572 * 19,74}{2 * 3,14 * 0,1^2} * \sqrt{\frac{8,93 * 9,81}{2,05 * 10^4 * 0,0015}} \approx 303 \text{ (Гц)}$$

Якщо $f_{\text{влас}} > 250$ Гц, то конструкція абсолютно жорстка [46].

Тому подальші розрахунки такі як амплітуда вібрацій на власній частоті, або динамічний прогин можна не розраховувати, але зробимо для перевірки.

Амплітуда вібрацій на власній частоті обчислюється за формулою [46]:

$$A = \frac{0,25n}{f_{\text{влас}}^2} \quad (4.39)$$

$$A = \frac{0,25 * 8}{303^2} \approx 0,022 \text{ (мм)}$$

Визначення коефіцієнту динамічності K_d (в скільки разів амплітуда на вимушених коливаннях відрізняється від амплітуди на власній частоті коливань) [46]:

$$K_d = \frac{1}{\sqrt{\left[1 - \left(\frac{f}{f_{\text{влас}}}\right)^2\right]^2 + \left(\frac{f \cdot \varepsilon}{f_{\text{влас}}}\right)^2}}, \quad (4.40)$$

де: f – частота вимушених коливань; ε – показник затухання.

Візьмемо частоту вимушених коливань рівною 10 Гц (низькочастотні коливання мають більшу імовірність появи і є найбільш енергетичними) коефіцієнт динамічності K_d матиме значення:

$$K_d = \frac{1}{\sqrt{\left[1 - \left(\frac{10}{303}\right)^2\right]^2 + \left(\frac{10 \cdot 0,06}{303}\right)^2}} = 1,09$$

Визначення динамічного прогину W [46]:

$$W = K_d \cdot A \quad (4.41)$$

$$W = 1,001 \cdot 0,022 \approx 0,022 \text{ (мм)}$$

Порівняємо W з товщиною плати (h). Динамічний прогин не перевищує $\frac{1}{5} h$ (0,022 мм < 0,3 мм).

Рівномірно розподілене динамічне навантаження P_d [46]:

$$P_d = \frac{W \cdot D}{c_1 \cdot b^4} \quad (4.42)$$

Коефіцієнт c_1 розраховується за формулою [46]:

$$c_1 = 0,00406 + 0,018 \cdot \lg\left(\frac{a}{b}\right) \quad (4.43)$$

$$c_1 = 0,00406 + 0,018 \cdot \lg \frac{100}{100} \approx 0,00406$$

$$P_d = \frac{0,022 \cdot 10^{-3} \cdot 8,93}{0,00406 \cdot 0,1^4} \approx 484 \text{ (Н/м}^2\text{)}$$

Визначаємо максимальний розподілений прогибний момент [46]:

$$M_{\max} = c_2 \cdot P_d \cdot b^2 \quad (4.44)$$

Коефіцієнт c_2 розраховується за наступною формулою [46]:

$$c_2 = 0,0479 + 0,18 \cdot \lg\left(\frac{a}{b}\right) \quad (4.45)$$

$$c_2 = 0,0479 + 0,018 \cdot \lg \frac{100}{100} \approx 0,0479$$

$$M_{\max} = 0,0479 \cdot 484 \cdot 0,1^2 = 0,23 \text{ (Н)}$$

Допустиме напруження для матеріалу друкованої плати [46]:

$$\sigma_{\text{доп}} = \frac{\sigma_t}{n_1}, \quad (4.46)$$

де: n_1 – коефіцієнт запасу міцності.

$$\sigma_{\text{доп}} = 105/2 = 52,5 \text{ (МПа)}$$

Для виконання умови віброміцності необхідно [46]:

$$\sigma_{\max} \ll \sigma_{\text{доп}},$$

де σ_{\max} :

$$\sigma_{\max} = \frac{6 \cdot M_{\max}}{h^2} \quad (4.47)$$

$$\sigma_{\max} = \frac{6 \cdot 0,23}{0,0015^2} \approx 0,613 \text{ (МПа)} \ll 52,5 \text{ (МПа)}$$

Для діапазону частот вимушених коливань від 1 Гц до 1кГц здійснено розрахунок максимального прогину для підтвердження виконання умов віброміцності (рисунок 4.4).

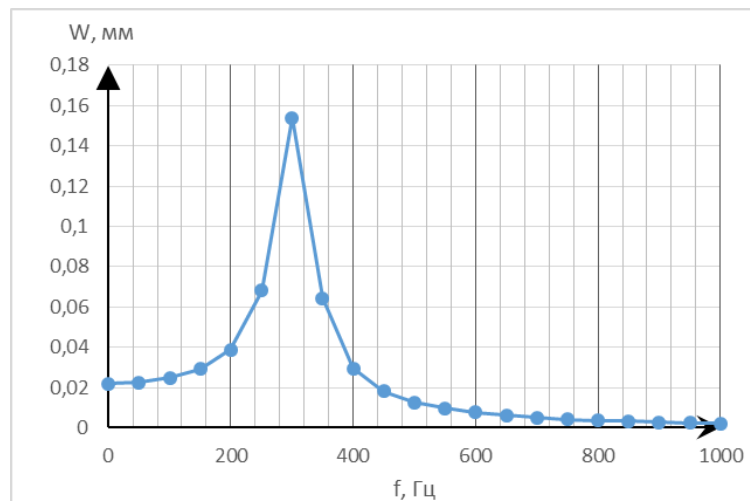


Рисунок 4.4 – Залежність зміни максимального прогину друкованої плати від частоти вимушених коливань

Отже, умови віброміцності для плати задовольняються, додаткових заходів із підвищення віброміцності не потребується.

4.5 Розрахунок теплового режиму стабілізатора напруги

Пристрій, що проектується, не має критично важливих вимог щодо теплового режиму, зважаючи на кліматичні умови і відносно мале споживання струму схеми. Але оскільки схема живиться від стабілізаторів напруги, необхідно розрахувати їх тепловий режим, щоб впевнитися в оптимальному режимі роботи.

Розрахуємо тепловий режим для стабілізатора DA5 згідно схеми електричної принципової, оскільки він живить драйвер передавальної котушки, через який протікає максимальний у схемі струм. Припустимо для підвищення надійності розрахунків, що через цей стабілізатор напруги може протікати максимально можливий у схемі струм рівний 195,4 мА (значення розраховано в попередніх пунктах).

Стабілізатор напруги DA5 – LD1117S50 має наступні характеристики [27]:

- корпус SOT-223;
- максимальна температура кристалу $T_K = 150\text{ }^{\circ}\text{C}$;

- температурний опір кристал-середовище $110 \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{Вт}}$.

Згідно з документацією на стабілізатор, максимальна потужність яку може розсіяти стабілізатор, становить 12 Вт [27].

Відповідно до схеми електричної принципової, максимальна напруга, яка може бути на вході пристрою – 7,4 вольт. Потужність, що розсіюється на стабілізаторів розраховується за формулою:

$$P_{\text{розс}} = (U_{\text{вх}} - U_{\text{стаб}}) \cdot I_{\text{max}}, \quad (4.48)$$

де: $U_{\text{вх}}$ – вхідна напруга; $U_{\text{стаб}} = 5 \text{ В}$ – напруга стабілізації; $I_{\text{max}} = 195,4 \text{ мА}$ – максимально можливий струм (для підвищення надійності розрахунків приймемо $I_{\text{max}} = 200 \text{ мА}$).

$$P_{\text{розс}} = (7,4 - 5) \cdot 0,2 = 0,48 \text{ (Вт)}$$

Результати розрахунку показують, що при нормальних умовах потужність розсіювання не перевищує значення 5% від максимально допустимої потужності. Розрахунок запасу допустимих температур для кристалу розраховуємо за формулою[47]:

$$T_{\text{доп}} = T_{\text{н.с.}} + P \cdot \left(R_{\frac{\text{нп.}}{\text{корп.}}} + R_{\frac{\text{корп.}}{\text{серед.}}} \right), \quad (4.49)$$

де: $T_{\text{н.с.}}$ – температура навколишнього середовища 50°C (взято із запасом, для розрахунку для «найгіршого випадку»);

$R_{\frac{\text{корп.}}{\text{серед.}}} = 110^{\circ}\text{C/Вт}$ – тепловий опір переходу корпус SOT-223 – навколишнє середовище [27];

$R_{\frac{\text{нп.}}{\text{корп.}}} = 15^{\circ}\text{C/Вт}$ – тепловий опір переходу напівпровідник – корпус [27].

$$T_{\text{доп}} = 50 + 0,48 \cdot (15 + 110) = 110^{\circ}\text{C}$$

Нагрів кристалу при роботі розраховуємо за формулою:

					ДК51.467746.001 ПЗ	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		95

$$\Delta T = P * R_{KC}, \quad (4.50)$$

де: ΔT – температура нагріву кристалу ($^{\circ}\text{C}$); R_{KC} – опір кристал середовище,
 $R_{KC} = R_{\text{нп. корп.}} + R_{\text{корп. серед.}}$.

$$\Delta T = 0,48 * (15 + 110) = 60 (^{\circ}\text{C}).$$

Максимальна температура кристалу становить 150°C . Обраховане значення $T_{\text{доп}}$ є близьким до максимального. Звідси, потрібно збільшити площу розсіювання для стабілізатора. Таким чином для відведення тепла була зроблена площина розмірами 7×7 мм, до якої стабілізатор буде паятися припоєм.

В такому випадку опір кристал-середовище рахується за формулою [47]:

$$R_{KC} = R_{\text{нп. корп.}} + R_{\text{корп. радіатор.}} + R_{\text{радіатор, серед.}} \quad (4.51)$$

де: $R_{\text{корп. радіатор.}}$ – тепловий опір контакту корпус-радіатор $1,5^{\circ}\text{C/Вт}$ [47];

$R_{\text{радіатор, серед.}}$ – тепловий опір радіатор – середовище.

Розраховується для випадку пластинчатого радіатора (саме таким є контактний майданчик) за формулою [48]:

$$R_{\text{радіатор, серед.}} = \frac{50}{\sqrt{S}}, \quad (4.52)$$

де: S – площа майданчика в см^2 , $S = 0,7 * 0,7 = 0,49 (\text{см}^2)$.

$$R_{\text{радіатор, серед.}} = \frac{50}{\sqrt{0,49}} \approx 71 \left(^{\circ} \frac{\text{C}}{\text{Вт}} \right).$$

$$R_{KC} = 10 + 1,5 + 71 = 82,5 \left(^{\circ} \frac{\text{C}}{\text{Вт}} \right).$$

Перерахуємо значення температури нагріву кристалу і температури кристалу.

$$T_{\text{доп}} = 50 + 0,48 * (82,5) = 89,6 \text{ (}^{\circ}\text{C)}.$$

$$\Delta T = 0,48 * (82,5) = 39,6 \text{ (}^{\circ}\text{C)}.$$

Дане значення температури кристалу при температурі навколишнього середовища 50°C можна вважати прийнятним.

Отже, для вибраного режиму роботи для стабілізатора, він буде працювати в оптимальному режимі, і охолодження у вигляді збільшеного контактного майданчика достатньо. Для більшої точності потрібно було б розрахувати також променеву складову розсіювання, але вона настільки незначна, що нею можна знехтувати.

Висновки до розділу

В даному розділі були виконані розрахунки, які підтвердили правильність конструктивних рішень щодо елементів друкованої плати, обраного класу точності.

Для друкованої плати всі розрахунки ширини доріжок, контактних майданчиків, діаметрів отворів задовольняють 4-ому класу точності, отже прийняті конструктивні рішення правильні.

Отримано значення падіння напруги на найдовшому провіднику рівним 8,65 мВ, що допустимо, оскільки входить в діапазон 5% від напруги живлення.

Потужність втрат друкованої плати рівна 3,722 нВт, що є нехтовно малою величиною, і можна стверджувати, що робота схеми ніяк не вплине на функціонування друкованого вузлу, а також можна стверджувати, що даний матеріал друкованої плати (FR4) цілком підходить для її виготовлення, оскільки розсіюватиме дуже малу потужність втрат.

Отримані значення паразитної ємності ($C = 27,22$ пФ) та взаємної індуктивності ($M = 101$ пГн) дозволяють стверджувати, що на працездатність схеми вони не впливають.

Були проведені розрахунки надійності роботи пристрою. Отриманий результат (~23000 год) задовольняє вимогам ТЗ. В схемі не передбачене резервування, оскільки прилад і без цього відповідає вимогам ТЗ (20000 год). Висока надійність приладу досягається за рахунок використання інтегральних схем, оскільки їх рівень інтеграції такий, що забезпечує дуже малу інтенсивність відмов. Також варто зауважити, що у рамках даного проекту розраховано показники лише раптових відмов. Розрахунок поступових відмов не передбачений технічним завданням.

Виконаний розрахунок віброміцності друкованої плати. Розрахунок показав, що власна частота коливань друкованої плати $f_{\text{влас}} = 303$ Гц. А отже конструкція є абсолютно жорсткою. Детальний розрахунок підтвердив, що максимальний прогин не перевищує допустиму умову віброміцності ($0,022 \text{ мм} < 0,3 \text{ мм}$). Таким чином, умови віброміцності для даної плати задовольняються.

Проведено тепловий розрахунок стабілізатора напруги, через який в схемі протікає найбільший струм. Розрахунки показали, що при температурі навколишнього середовища 50°C значення температури кристалу становить 110°C . Це значення не є критичним, але є близьким до максимальної температури кристалу. Тому на друкованій платі передбачено контактний майданчик розміром $7 \times 7 \text{ мм}$, який покращує тепловідвід від стабілізатора. В результаті при температурі навколишнього середовища 50°C значення температури кристалу становитиме $89,6^{\circ}\text{C}$. Таке значення температури кристалу можна вважати прийнятним.

					ДК51.467746.001 ПЗ	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		98

РОЗДІЛ 5 ПРОЕКТУВАННЯ ПРОГРАМНОГО ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ

В даному розділі буде розглянуто основні принципи виміру й обробки даних.

5.1 Загальний алгоритм обробки даних

Основна програма виконує опитування кнопок і відображає отримані значення на дисплеї, а також виконує звукову індикацію.

Основні виміри й обробка отриманих даних проводяться в обробнику переривань від таймера.

В ТЗ задано діапазон робочих частот пристрою 4-16 кГц. Сигнал із АЦП потрібно усереднювати, щоб підвищити точність вимірів. Прийнято рішення частоту вибірок для зчитування даних взяти в 4 рази більшою частоти самого сигналу. Таке рішення обумовлено тим, що для детектування сигналу потрібно поточне значення сигналу помножити на значення \sin/\cos частоти, яку ми детектуємо. Якщо вибірку сигналу роботи із частотою в 4 рази вище частоти вхідного сигналу, то відліки будуть збігатися з кутами 0, 90, 180, 270 градусів. В результаті значення \sin/\cos у даних відліках будуть рівними 0, 1 і -1. Таким чином половина операцій множення замінюється складанням, а половина виключається, так як рівна нулю. Оскільки, сигнал з АЦП потрібно усереднювати, то вирішено було усереднити сигнал за 16 періодів частоти передавальної котушки або це 64 вибірки на частоті в 4 рази більше частоти передавача. Переривання таймера запускає АЦП і отримує дані з нього раз за 4 періоди тактування передавача. А обробка сигналу викликає кожен раз різна. Для цього реалізовано кінцевий автомат, який збільшує швидкодію виконання обчислень.

Спрощений варіант кінцевого автомата виглядає наступним чином:

					ДК51.467746.001 ПЗ	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		99

```

switch (i &3)
{
case 0: Re += balance_value; break;
case 1: Im += balance_value; break;
case 2: Re -= balance_value; break;
case 3: Im -= balance_value; break;
}
switch(i)
{
case 2: calc_amplitude(); break;
case 3: calc_phase(); break;

case 4: filter_amp_value = filter_amp(amp_series_samples); break;

case 5: filter_phase_value = filter_ph(phase_series_samples); break;

// детектування по амплітуді
case 6: amp_pulse_width_detecting(filter_amp_value, &our_stat, &md_parameter);
break;
// детектування по фазі
case 7: ph_pulse_width_detecting(filter_phase_value, &our_stat, &md_parameter);
break;

case 8: update_stat_pulse();
break;

case 9: sound_menagment();

i++;
if (i == MAX_AVERAGE_BALANCE_SIGNAL ) // завершення циклу
{
i = 0;
re_value = Re;
im_value = Im;
Re = 0;
Im = 0;
}

```

Де змінні **Re**, **Im** – для накопичення значення дійсної і уявної частини сигналу;

змінні **re_value**, **im_value** - накопичене за 16 періодів значення дійсної і уявної частини сигналу.

Перша конструкція «switch» виконує власне зчитування сигналу у задані моменти часу і отримує значення дійсної й уявної частини сигналу.

Друга конструкція «switch» виконує обробку даних:

стан 2: обчислення амплітуди - квадратний корінь з суми квадратів re_value, im_value;

стан 3: обчислення фази – арктангенс від частки im_value / re_value;

стан 4: фільтрація амплітуди за допомогою фільтра Бесселя другого порядку з частотою зрізу близько 5 Гц

стан 5: фільтрація фази за допомогою фільтра Бесселя другого порядку з частотою зрізу близько 5 Гц;

стан 6: детектування амплітуди і знака відхилення сигналу в каналі амплітуди;

стан 7: детектування амплітуди і знака відхилення сигналу в каналі фази;

стан 8: збереження даних про параметри імпульсу для відображення на дисплеї;

стан 9: керування звуком.

Детектування амплітуди і знака відбувається порівнянням обчисленого поточного середнього сигналу з поточним відліком.

Вибір частоти зрізу фільтру здійснений виходячи з того, що за рахунок усереднення частота вибірки становить (при частоті передавача 8 кГц):

$$f_{\text{вибірки}} = \frac{8 \text{ кГц}}{16} = 500 \text{ Гц} \quad (5.1)$$

У формулі 5.1 число 16 – кількість періодів для усереднення значення. В результаті отримали частоту вибірок сигналу рівною 500 Гц, або період 2 мс. Якщо припустити, що відгук від цілі присутній протягом близько 200 вибірок, то ширина відгуку буде становити: 2 мс*200 вибірок = 400 мс. Якщо це значення перевести в частоту, то отримаємо 2,5 Гц. Сигнал від цілі присутній близько півперіоду, а отже сумарний період сигналу від цілі становить 800 мс, або сигнал від цілі змінюється з частотою близько 5 Гц. Отже, розрахунок частоти зрізу фільтру вибраний правильно.

Для врахування впливу ґрунту на виміри, в меню налаштувань додана функція для калібрування по ґрунту. Алгоритм калібрування заключається в тому, що зчитується 10 вибірок сигналу з затримкою в 1 секунду. Далі знаходиться середнє арифметичне значення, яке запам'ятовується і враховується при подальших обрахунках фази і амплітуди сигналу шляхом додавання або

віднімання від отриманих миттєвих значень в залежності від знаку усередненого значення відгуку від ґрунту.

Калібрування по фериту проводиться аналогічним чином.

Узагальнений алгоритм основної програми і обчислень наведений у додатку Б на рисунку Б.1.

Алгоритм виконання підпрограм налаштувань через меню налаштувань наведений у додатку Б на рисунках Б.2-Б.6.

5.2 Принцип роботи з аналого-цифровим перетворювачем

У пристрої буде використовуватися АЦП мікроконтролера [20] для отримання даних із вхідного підсилювача, а також для виміру струму, що протікає через котушку.

АЦП буде використовуватися в 12 бітному режимі, в режимі інжектowanego перетворення. Це значить, що дані можуть одночасно зчитуватися із 4-ох каналів або менше. Це можна задати в регістрі JSQR шляхом завдання необхідної конфігурації бітів. Зчитані і перетворені дані будуть зберігатися в регістрах JDR4..1, звідки їх можна зчитувати після завершення перетворення АЦП. Коли перетворення завершується, генерується переривання, якщо дозволити його установкою необхідного біта в 1.

Дані, що зберігаються в регістрах мають розрядність 12 біт, але регістри у яких вони зберігаються - 32-ох бітні.

Перетворення даних в АЦП буде працювати лише по подачі необхідного сигналу, а не в постійному режимі.

Для оцифрування даних вибираємо час оцифровки 144 тактові цикли в регістрі SMPR1/SMPR2 для відповідних каналів [20]. Ще 12 тактів обов'язково будуть використані щоб отримати 12 біт значень в АЦП. Від вибору часу оцифрування залежить точність отриманого результату, оскільки кожна лінія це комбінація RC-ланцюжків, а отже необхідний певний час для перезаряджання

					ДК51.467746.001 ПЗ	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		102

ємності, причому для кожного іншого джерела сигналу значення добутку RC буде різним. Чим більше ми часу даємо на оцифрування, тим з більшою імовірністю ми зчитуємо значення, що вже установилися. Оскільки для пристрою що розробляється, не потрібна велика частота зчитувань даних, тому ми можемо програвши у частоті опитувань, отримати кращу точність результату. Таким чином для отримання значень із АЦП необхідно 144+12 тактів процесора.

Відповідність збереження даних із каналів у регістрах в залежності від кількості використаних каналів в режимі інжекції наведена у таблиці 5.1 [20].

Оскільки будемо працювати з АЦП в режимі 12 бітної точності, отже АЦП може повернути $2^{12} = 4096$ різник значень.

Таблиця 5.1 - Відповідність збереження даних з каналів у регістрах

Кол-во каналов	ADC_JDR1	ADC_JDR2	ADC_JDR3	ADC_JDR4
4	JSQ1	JSQ2	JSQ3	JSQ4
3	JSQ2	JSQ3	JSQ4	
2	JSQ3	JSQ4		
1	JSQ4			

Отже переведення отриманого значення з АЦП в напругу буде проводитися за наступною формулою:

$$U = A * \frac{3}{2^{12}}, \quad (5.2)$$

де: U – значення конвертоване із числового значення АЦП, В; A – число отримане з АЦП; 3 – максимально можлива напруга на вході АЦП; 2^{12} - кількість комбінацій, що може повернути АЦП.

Таким чином ми шукаємо відповідність одній «поділці АЦП» тобто значення молодшого біта АЦП, а далі множимо отриманий результат на число, що отримано в результаті аналого-цифрового перетворення.

Для розрахунку вимірюваного струму кінцева формула матиме вигляд:

$$I_1 = A * \frac{3}{2^{12}} * \frac{1}{R_{ш}}, \quad (5.3)$$

де: I_1 – значення вимірюваного струму в Амперах; A – число отримане з АЦП; 3 – максимально можлива напруга на вході АЦП; 2^{12} – кількість комбінацій що може повернути АЦП.
 $R_{ш}$ – опір шунта, на якому вимірюється падіння напруги.

Таким чином, щоб отримати значення струму на вході, ми повинні виміряти падіння напруги на шунті, числове значення на вході АЦП конвертувати в напругу, і останній крок – поділити падіння напруги на шунті на опір самого шунта, щоб знайти струм, що спричиняє це падіння напруги, який і буде струмом, який нам необхідно виміряти.

Послідовність налаштування АЦП наступна:

- Налаштування пінів на режим аналогового входу, як Push-pull, без підтяжок, з високою швидкістю, вмикання тактування порту.
Вмикання тактування АЦП;
- Завдання у регістрі SMPR кількість циклів, які АЦП буде чекати перед зчитуванням нового значення;
- Установка розрядності АЦП в регістрі CR1 бітами RES_0 і RES_1;
- Увімкнення режиму сканування (опитування декількох каналів);
- Виключення автоматичного перетворення (перетворення буде відбуватися по команді);
- Вирівнювання по правому краю;
- Установка кількості каналів для опиту;
- Назначення номерів каналів для опиту; увімкнення АЦП;
- Ввімкнення переривань від АЦП по завершенню перетворень.

5.3 Принцип роботи з дисплеєм

Знакосимвольний дисплей обладнаний контролером HD44780 [36].

Призначення виводів дисплею:

- 1) DB0...DB7 - Виводи через які контролер отримує/передає дані і команди;

- 2) E - Строб. Коли на всіх лініях даних встановлені потрібні логічні рівні, необхідно короткочасно подати на нього логічну одиницю, а потім знову нуль. Тільки після такого перемикування виходу дисплей зчитує дані (або команду) з ніжок DB0 ...DB7;
- 3) RW - стан цього виводу повідомляє дисплею, що ми хочемо з ним робити: 1 - читати з дисплея, 0 писати в дисплей;
- 4) RS - керуючи станом цього виводу - ми повідомляємо дисплею що хочемо йому передати: якщо нуль то команда, якщо одиниця то дані;
- 5) VO - Вивід управління контрастністю дисплея. Зазвичай сюди підключають змінний резистор (як дільник напруги) і обертаючи його налаштовують необхідну контрастність. Якщо його не підключити, то зображення (в 99%) не з'явиться взагалі;
- 6) VSS - земля.
- 7) VCC - напруга живлення, зазвичай 5 вольт.
- 8) A - анод світлодіодного підсвічування.
- 9) K - катод світлодіодного підсвічування.

Є можливість так само повноцінно управляти дисплеєм використовуючи всього чотири лінії даних (DB4 ... DB7) замість восьми.

Команди дисплея наведені в таблиці 5.2 [49].

Таблиця 5.2 - Команди дисплея

DB7	DB6	DB5	DB4	DB3	DB2	DB1	DB0	Описание команды
0	0	0	0	0	0	0	1	Очистить дисплей, курсор домой
0	0	0	0	0	0	1	0	Курсор домой
0	0	0	0	0	1	I/D	SH	Настройка сдвига экрана/курсора
0	0	0	0	1	D	CUR	BLN	Вкл/выкл экран и курсор
0	0	0	1	S/C	R/L	X	X	Разрешает сдвиг дисплея или курсора
0	0	1	DL	N	F	X	X	Установка разрядности, числа строк и размера символа
0	1	ASG	ASG	ASG	ASG	ASG	ASG	Установка адреса SGRAM
1	ADD	ADD	ADD	ADD	ADD	ADD	ADD	Установка адреса DDRAM

Процедура ініціалізації дисплея в 4-х бітний режим, включення двох рядків і використання символів розміром 5 на 8 точок буде виглядати так:

- 1) Вивід $RS = 0$;
- 2) Вивід $E = 0$;
- 3) Виводимо старший напівбайт 0010 // Біт DL;
- 4) Вивід $E = 1$;
- 5) Невелика затримка;
- 6) Вивід $E = 0$;
- 7) Невелика затримка;
- 8) Виводимо старший напівбайт 0010 // Біт DL;
- 9) Вивід $E = 1$;
- 10) Невелика затримка;
- 11) Вивід $E = 0$;
- 12) Невелика затримка;
- 13) Виводимо молодший напівбайт 1000 // Біт N, Біт F;
- 14) Вивід $E = 1$;
- 15) Невелика затримка;
- 16) Вивід $E = 0$;
- 17) Невелика затримка;
- 18) Установити біт D;
- 19) Установити в 1 біт I/D;
- 20) Очистити екран;
- 21) Встановити курсор в нульову позицію;

Висновки до розділу

У даному розділі розглянуто загальний алгоритм отримання і обробки даних, принципи роботи і налаштування АЦП і дисплею, оскільки вони є ключовими елементами у функціонування пристрою. Лістинг програмного забезпечення наведений у додатку Б.

ВИСНОВКИ

У даному дипломному проекті розроблено електронний блок аналізу для металошукача, що відповідає вимогам, поставленим у технічному завданні. У ході виконання проектування розроблено схему електричну принципову, друкований вузол для пристрою, програмне забезпечення для зчитування, обробки й індикації результатів.

У дипломному проекті у першому розділі розглянуто базові принципи роботи металошукачів, фізичне підґрунтя їх роботи, проаналізовано фактори, що впливають на процес детектування, здійснено пошук існуючих патентних рішень. В результаті аналізу готових рішень зроблено висновок, що вони мають недоліки такі, як складна схемотехніка, можливість працювати лише з одним типом приймальної й передавальної котушки. Тому прийнято рішення в ході проектування власного блоку аналізу розробити конструкцію, яка б мала можливість налаштування на конкретний тип котушки із можливістю запам'ятовування цих налаштувань в енерго-незалежній пам'яті, при цьому розширити функціональні можливості блоку, в порівнянні з аналогами – покращити схему підлаштування під ґрунт й інші джерела електромагнітного випромінювання, додати різні режими індикації отриманих результатів. При цьому використовувати прості схемотехнічні рішення, основні функції виконувати за допомогою мікроконтролера.

У другому розділі була розроблена структурна схема. Вона містить в собі всі необхідні блоки для функціонування пристрою: драйвер передавальної котушки, вхідний підсилювач, блоки для індикації результатів, стабілізатори напруги. Використовується АЦП вбудований в мікроконтролер STM32, також всі обчислення, обробка і виведення результатів виконується в мікроконтролері STM32. На основі структурної схеми був виконаний вибір елементної бази, орієнтуючись на вимоги технічного завдання і новітню компонентну базу. На основі структурної схеми і вибраної компонентної бази була спроектована схема електрична принципова. При проектуванні окремі елементи схеми вибиралися

					<i>ДК51.467746.001 ПЗ</i>	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		107

згідно з рекомендаціями технічної документації для елементів. В блоках, де необхідно було виконати розрахунок, здійснено розрахунок номіналів резистор і конденсаторів задля забезпечення правильного функціонування схеми, рівня вихідної напруги, коефіцієнтів підсилення. Для підтвердження розрахунків проведено моделювання окремих елементів схеми (коло скидання мікроконтролера, вхідний підсилювач, драйвер передавальної котушки) у системі моделювання LTspice XVII. Спроектowana схема електрична принципова повністю відповідає поставленим в ТЗ завданням і забезпечує коректне функціонування пристрою.

У третьому розділі був здійснений вибір типу та матеріалу ДП. В результаті вибрано 4-шарову ДП, що виконана з матеріалу FR4-2-35-1.5 за 4-им класом точності комбінованим позитивним методом. Здійснено розміщення компонентів у монтажному просторі платі відповідно до функціональних вимог до кожного елемента. Виконано трасування друкованого вузла у САПР Altium Designer. У результаті вибору матеріалу, класу точності, методу виготовлення друкованої плати і розміщення компонентів, можна зробити висновок що розроблений друкований вузол відповідає вимогам технічного завдання.

У четвертому розділі виконано розрахунки, що підтверджують правильність прийнятих конструкторсько-технологічних рішень. Конструкторсько-технологічні розрахунки ширини доріжок, контактних майданчиків, діаметрів отворів задовольняють 4-ому класу точності, отже прийняті конструктивні рішення правильні. Електричний розрахунок ДП показав, що значення падіння напруги на найдовшому провіднику рівне 8,65 мВ, що допустимо. Потужність втрат друкованої плати рівна 3,722 нВт, що є нехтовно малою величиною, і можна стверджувати, що робота схеми ніяк не вплине на функціонування друкованого вузлу. Отримані значення паразитної ємності ($C = 27,22$ пФ) та взаємної індуктивності ($M = 101$ пГн) дозволяють стверджувати, що на працездатність схеми вони не впливають. У ході розрахунків надійності пристрою отримано значення середнього часу напрацювання на відмову (~ 23000 год) задовольняє вимогам ТЗ (20000 год). Розрахунок віброміцності друкованої плати показав, що

					<i>ДК51.467746.001 ПЗ</i>	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		108

власна частота коливань друкованої плати $f_{\text{влас}} = 303$ Гц. А отже конструкція є абсолютно жорсткою. Детальний розрахунок підтвердив, що максимальний прогин не перевищує допустиму умову віброміцності ($0,022 \text{ мм} < 0,3 \text{ мм}$). Таким чином, умови віброміцності для даної плати задовольняються і відповідають вимогам ТЗ. Розрахунки теплового режиму стабілізатора напруги, через який в схемі протікає найбільший струм, показали, що при температурі навколишнього середовища 50°C значення температури кристалу становить 110°C . Це значення не є критичним, але є близьким до максимальної температури кристалу. Тому на друкованій платі передбачено контактний майданчик розміром 7×7 мм, який покращує тепловідвід від стабілізатора. В результаті такого рішення при температурі навколишнього середовища 50°C значення температури кристалу становитиме $89,6^{\circ}\text{C}$. Таке значення температури кристалу можна вважати прийнятним.

У п'ятому розділі розроблено програмне забезпечення (ПЗ) для зчитування, обробки і візуалізації даних. При розробці ПЗ передбачено можливість налаштування роботи пристрою, розглянуто алгоритм зчитування і обробки даних, основні принципи налаштування і роботи із АЦП, вбудованим в мікроконтролер STM32 і дисплеєм, що виступає пристроєм індикації результатів. Спроектоване програмне забезпечення реалізує алгоритм роботи пристрою в цілому і відповідає вимогам ТЗ.

В ході виконання дипломного проекту розроблена необхідна конструкторська документація на блок аналізу для металошукача. Проект виконано в повному обсязі, здійснені розрахунки й моделювання підтверджують працездатність пристрою та задовольняють вимогам ТЗ.

Практична апробація результатів була зроблена на 2-х конференціях (науково-технічна конференція молодих вчених «Електроніка» 2019; XVIII Всеукраїнська наукова конференції молодих учених та студентів «Наукові розробки молоді на сучасному етапі», підсекція «Електротехніка та електроніка»). Також здійснено впровадження проектного пристрою на базі ТОВ «УНІВЕРСИТЕТ СЕДІКОММ».

					<i>ДК51.467746.001 ПЗ</i>	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		109

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Дискриминация металлоискателя. Принцип дискриминации металлов. [Электронный ресурс] – Режим доступа до ресурсу: <https://bit.ly/2CX6M3V>.
2. Peterson J.C. (Study Team Leader) Sensor Technology Assessment for Ordnance and Explosive Waste Detection and Location. Jet Propulsion Laboratory, Report JPL D-11367 Rev. B, Pasadena, CA, USA, Mar. 1995.
3. R. H. Chesney, Y. Das, J. E. McFee, and M. R. Ito, “Identification of Metallic Spheroids by Classification of Their Electromagnetic Induction Response”, IEEE Trans. on Pattern Analysis and Machine Intelligence, vol. PAMI-6, no. 6, pp. 809-820, Nov. 1984.
4. Нейман Л.Р., Калантаров П.Л. Теоретические основы электротехники. Часть 3. Теория электромагнитного поля. 5-е изд., перераб. — М.-Л.: Госэнергоиздат, 1959. — 232 с.
5. Закон електромагнітної індукції Фарадея. [Електронний ресурс] – Режим доступу до ресурсу: <https://bit.ly/2YgIBFU>
6. Скін-ефект. [Електронний ресурс] – Режим доступу до ресурсу: <https://bit.ly/2PXBdMK>
7. Правило Ленца. [Електронний ресурс] – Режим доступу до ресурсу: <https://bit.ly/2VtHplq>
8. Корицкий Ю.В. Справочник по электротехническим материалам. Том 3. Под ред. Ю. В. Корицкого, В. В. Пасынкова, Б. М. Тареева - Л.: Энергоатомиздат, 1988, с. 728
9. Изучение магнитного поля (закон Био-Савара-Лапласа). [Электронный ресурс] – Режим доступа до ресурсу: <https://studopedia.info/6-43354.html>
10. US005576624A «Pulse induction time domain metal detector». Bruce H. Candy, 1996. [Электронный ресурс] – Режим доступа до ресурсу: <https://bit.ly/2JgCDBw>
11. J.C. Alldred, “The Pulse-Induction Principle”, Protovale Oxford Ltd., Abingdon, England, Technical Note T-41, November 1992. [Электронный ресурс] – Режим доступа до ресурсу: <https://bit.ly/2VtIN7E>

					<i>ДК51.467746.001 ПЗ</i>	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		110

12. Щедрин А. И. Новые металлоискатели для поиска кладов и реликвий. - 3-е изд., перераб. и доп. - М.: Горячая линия-Телеком, 2003. - 176 с, ил. - (Массовая радиобиблиотека; Вып. 1261). **ISBN 5-93517-112-0**
13. US3467855 «Object Detector and Method for Distinguishing Between Objects Detected Including a Pair of Radio Oscillators». Edwin Rance, 1969. [Электронный ресурс] – Режим доступа до ресурсу: <https://bit.ly/2E7TZMK>
14. Синфазная и квадратурная составляющие сигнала. [Электронный ресурс] – Режим доступа до ресурсу: <https://bit.ly/2T5yRjt>
15. Металошукач «Terminator-3». [Электронный ресурс] – Режим доступа до ресурсу: <https://bit.ly/2VzJI6A>
16. US4709213 «Metal Detector Having Digital Signal Processing». Robert J.Podhrasky, 1997. [Электронный ресурс] – Режим доступа до ресурсу: <https://bit.ly/2YIzP9F>
17. Баженов В.Г., Богдан Г.А., Кравченко М.В., “ЦИФРОВАЯ СИСТЕМА ИЗМЕРЕНИЯ ФАЗОВЫХ СДВИГОВ РАДИОИМПУЛЬСНЫХ СИГНАЛОВ”. DOI: 10.18454/IRJ.2227-6017.
18. Бродин В. Б. Микроконтроллеры. Архитектура, программирование, интерфейс / В. Б. Бродин, И. И. Шагурин. – Москва: ЭКОМ, 1999. – 400 с.
19. Описание микроконтроллеров PIC16C7X. [Электронный ресурс] – Режим доступа до ресурсу: www.microchip.com.
20. STM32F407VGT. Datasheet. [Электронный ресурс] – Режим доступа до ресурсу: <https://bit.ly/2lwKX1X>.
21. Operational amplifier NE5532. Datasheet. [Электронный ресурс] – Режим доступа до ресурсу: <https://bit.ly/2Z5v4RI>.
22. Operational amplifier AD8606. Datasheet. [Электронный ресурс] – Режим доступа до ресурсу: <https://bit.ly/2Ku9G4y>.
23. Operational amplifier MCP6022. Datasheet. [Электронный ресурс] – Режим доступа до ресурсу: <https://bit.ly/2IgnL31>.
24. Operational amplifier OPA2365. Datasheet. [Электронный ресурс] – Режим доступа до ресурсу: <https://bit.ly/2PrF3Ny>.

25. Operational amplifier MC34119. Datasheet. [Электронный ресурс] – Режим доступа до ресурсу: <https://bit.ly/2XjpJWC> .
26. Power MOSFET IRF7105. Datasheet. [Электронный ресурс] – Режим доступа до ресурсу: <https://bit.ly/30Y1u2q> .
27. Adjustable and fixed low drop positive voltage regulator LD1117. Datasheet. [Электронный ресурс] – Режим доступа до ресурсу: <https://bit.ly/2wAgZQg>.
28. Расчет емкости балластного конденсатора для бестрансформаторного блока питания. [Электронный ресурс] – Режим доступа до ресурсу: <https://rcl-radio.ru/?p=35584>.
29. TECHNICAL SPECIFICATIONS OF SURFACE MOUNT SCHOTTKY BARRIER RECTIFIER SS12-SS18. [Электронный ресурс] – Режим доступа до ресурсу: <https://bit.ly/2WcYlrQ>.
30. SML-D12x1 Series. Datasheet. [Электронный ресурс] – Режим доступа до ресурсу: <https://bit.ly/2MtrPIN>.
31. Serial Wire Output в Cortex-M3/M4. [Электронный ресурс] – Режим доступа до ресурсу: <https://bit.ly/2Xsrh0s>.
32. EEPROM Serial CAT24C08. Datasheet. [Электронный ресурс] – Режим доступа до ресурсу: <https://bit.ly/2MtrPIN>.
33. I2CBusPullupResistorCalculation. [Электронный ресурс] – Режим доступа до ресурсу: <http://www.ti.com/lit/an/slva689/slva689.pdf> .
34. Терминология: Фильтр антиалайзинговый. [Электронный ресурс] – Режим доступа до ресурсу: http://www.lcard.ru/lexicon/antialias_filter .
35. Теорема Котельникова-Найквиста-Шеннона, теорема отсчётов. [Электронный ресурс] – Режим доступа до ресурсу: <https://bit.ly/2BYN9rQ> .
36. LCM-S01602DTR/M. Datasheet. [Электронный ресурс] – Режим доступа до ресурсу: <https://bit.ly/2MwV7Qy>.
37. Tim Green. Analog Engineer's Circuit Cookbook: Amplifiers [Электронный ресурс] / Tim Green, Pete Semig, Collin Wells // Texas Instruments. – 2019. – Режим доступа до ресурсу: <https://www.ti.com/seclit/sl/slyy137a/slyy137a.pdf>.

38. Типи друкованих плат. [Електронний ресурс] – Режим доступу до ресурсу: <https://bit.ly/2JVS1Uj>
39. Стеклотекстолит FR-4. ТУ И03.0107. 008-94. [Електронний ресурс] – Режим доступу до ресурсу: <https://bit.ly/2WCjUGG>
40. Губар В.Г. Курс лекцій по ФТОК. [Електронний ресурс] – Режим доступу до ресурсу: <https://bit.ly/2K08N4t>
41. Класи точності друкованих плат.. [Електронний ресурс] – Режим доступу до ресурсу: <https://bit.ly/2YYGNBI>
42. Пирогова Е.В. Проектирование и технология печатных плат: Учебник. - М.: ФОРУМ: ИНФРА-М, 2005
43. Техническое описание. Лак УР-231 Эпоксидно-уретановый общепромышленного назначения. ТУ 6-21-14-90. [Електронний ресурс] – Режим доступу до ресурсу: <https://bit.ly/2W0tK0I>
44. С. М. Боровиков. Расчёт показателей надёжности радиоэлектронных средств: учеб.-метод. пособие. – Минск : БГУИР, 2010. – 68 с.
45. Савельев Л. Я-. Овчинников В. Л. Конструирование ЭВМ и систем: Учебник для техн. вузов по спец. «Электрон. выч. маш.» — М.: Высш. шк., 1984. – 248 с
46. Лескин В.Ф., Методические указания по конструкторско-технологическому и электрическому расчету печатных плат // В.Ф. Лескин, А.Н. Лысенко, Т.Л. Захарченко – Киев, НТУУ «КПИ», 2010
47. Выбор радиаторов и расчет температур. [Електронний ресурс] – Режим доступу до ресурсу: <https://bit.ly/2MkHVOH>
48. Расчет радиатора. [Електронний ресурс] – Режим доступу до ресурсу: <https://bit.ly/2XIT9DI>
49. Опис роботи з дисплеєм з контролером HD44780. [Електронний ресурс] – Режим доступу до ресурсу: <http://easystm32.ru/indication/22-hd44780-and-stm32>.
ГОСТ 12.2.007-75 Система стандартов безопасности труда ИЗДЕЛИЯ ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИЕ Общие требования безопасности

ГОСТ 15150-69 МАШИНЫ, ПРИБОРЫ И ДРУГИЕ ТЕХНИЧЕСКИЕ ИЗДЕЛИЯ
Исполнения для различных климатических районов. Категории, условия
эксплуатации, хранения и транспортирования в части воздействия климатических
факторов внешней среды

ГОСТ 23571-86 ПЛАТЫ ПЕЧАТНЫЕ Основные параметры конструкции.

ГОСТ 23752-79 ПЛАТЫ ПЕЧАТНЫЕ Общие технические условия.

ГОСТ 29137-91 ФОРМОВКА ВЫВОДОВ И УСТАНОВКА ИЗДЕЛИЙ
ЭЛЕКТРОННОЙ ТЕХНИКИ НА ПЕЧАТНЫЕ ПЛАТЫ Общие требования и
нормы конструирования.

ГОСТ Р 50621-93 ПЛАТЫ ПЕЧАТНЫЕ ОДНО- И ДВУСТОРОННИЕ С
НЕМЕТАЛЛИЗИРОВАННЫМИ ОТВЕРСТИЯМИ Общие технические
требования

ДСТУ 3008:2015 ЗВІТИ У СФЕРІ НАУКИ І ТЕХНІКИ Структура та правила
оформлювання

ДСТУ 2646-94 ПЛАТИ ДРУКОВАНІ Терміни та визначення

ОСТ 4.010.022 – 85 ПЛАТЫ ПЕЧАТНЫЕ Методы конструирования и расчёта

					<i>ДК51.467746.001 ПЗ</i>	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		114